



**ROMÃO KOWALTSCHUK**

**PROJETO DE INDUTORES ESPIRAIS INTEGRADOS  
POR SELEÇÃO EM BANCO DE DADOS GERADO POR  
SIMULAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E REDES NEURAI**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Oscar da Costa Gouveia  
Filho, Dr.

Co-orientador: Prof. Wilson Arnaldo Artuzi  
Junior, Ph.D.

**Curitiba**

**2003**

# **Projeto de Indutores Espirais Integrados por Seleção em Banco de Dados Gerado por Simulação Eletromagnética e Redes Neurais**

Romão Kowaltschuk

**Dissertação aprovada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do  
Paraná**

---

Prof. Oscar da Costa Gouveia Filho, Dr.  
Orientador

---

Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Junior, Ph.D.  
Co-orientador

---

Prof.<sup>a</sup> Artemis Marti Ceschin, Dr.<sup>a</sup>  
Coordenadora do Programa em Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## **Banca Examinadora**

---

Prof. Oscar da Costa Gouveia Filho, Dr.  
Presidente

---

Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Júnior, Ph.D.

---

Prof. Volnei Antonio Pedroni, Ph.D.

---

Prof. Marlio José do Couto Bonfim, Dr.

## Ficha Catalográfica

Kowaltschuk, Romão

Projeto de Indutores Espirais Integrados por Seleção em Banco de Dados Gerado por Simulação Eletromagnética e Redes Neurais / Romão Kowaltschuk. Curitiba: UFPR / Setor de Tecnologia / Departamento de Engenharia Elétrica, 2003.

xx, 226 p.: il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia/ Departamento de Engenharia Elétrica, 2003.

1. Indutores integrados CMOS. 2. Dispositivos Passivos Integrados.  
3. Metodologia de projeto de dispositivo – Tese. I. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Paraná. II. Título.

## Referência Bibliográfica

KOWALTSCHUK, R. (2003). Projeto de Indutores Espirais Integrados por Seleção em Banco de Dados Gerado por Simulação Eletromagnética e Redes Neurais. Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, PR, 226 p.

## **Agradecimentos**

Registramos que este trabalho só foi possível devido ao apoio fornecido pela Companhia Paranaense de Energia, na pessoa do Eng.<sup>o</sup> Francisco José Alves de Oliveira, que me autorizou a dispender algum tempo entre as atividades normais, para cursar as disciplinas do mestrado e para executar esta dissertação.

Gostaríamos também de externar a nossa gratidão a todos aqueles nos antecederam em estudos similares e que disponibilizaram o fruto do seu trabalho na rede mundial de computadores, a Internet, de modo a permitir a execução de um trabalho de pesquisa abrangente por terceiros, posteriormente.

# Sumário

<b>Sumário.....</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Símbolos.....</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Figuras por Capítulo.....</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Tabelas.....</b>	<b>xviii</b>
<b>Resumo.....</b>	<b>xix</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>xx</b>
<b>Capítulo 1 Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 Desafios do Projeto de Transceptores de RF.....	1
1.2 Tecnologias Disponíveis para CI's em Radio Frequência.....	2
1.3 Arquiteturas Típicas no Projeto de RF.....	6
1.4 Elementos Passivos no Projeto de Blocos Funcionais de Transceptores.....	9
1.5 Contribuições desta Dissertação.....	13
<b>Capítulo 2 Modelagem de Indutores.....</b>	<b>15</b>
2.1 Campos Elétricos em um Indutor Integrado em CMOS.....	15
2.2 Modelagem de Indutores Integrados.....	16
2.3 Parâmetros Geométricos de Especificação de Indutores.....	18
2.4 Modelagem da Indutância.....	19
2.4.1 Expressões para Indutância Baseadas em trabalhos Empíricos e Semi-empíricos.....	20
2.4.2 Expressão para Indutância Baseada na Atualização do Trabalho de Wheeler para CI's.....	23
2.4.3 Expressão para Indutância Baseada na Formulação Analítica Aproximada de Greenhouse.....	24
2.4.4 Expressão para Indutância Baseada na Aproximação da Placa de Corrente (Método de Mohan).....	30
2.4.5 Expressão para Indutância Baseada no Ajuste de Dados a Expressões Monômias.....	32
2.5 Modelagem da Resistência Série.....	35
2.5.1 Investigação sobre a Importância da Geometria no efeito de Proximidade.....	37
2.5.2 Investigação sobre o Efeito das Correntes Parasitas em Trilhas Adjacentes.....	39
2.5.3 O Efeito Pelicular na Resistência.....	40
2.6 A Capacitância entre Terminais.....	43
2.7 A Modelagem das Características Parasitas do Substrato.....	45
2.8 Um modelo Físico Abrangente.....	46
2.9 A Importância do Fator de Qualidade.....	47

2.9.1	Definição do Fator de Qualidade.....	48
2.9.2	Cálculo do Fator de Qualidade, Q, para o Modelo Disponível de Circuito do Indutor.....	51
2.9.3	Implementação das Medidas de Melhoria do Fator de Qualidade.....	55
2.9.4	A questão da Dopagem do Substrato e a Redução das Correntes de Imagem (Parasitas).....	59
<b>Capítulo 3</b>	<b>CrITÉrios de Projeto de Indutores com Base na Modelagem Física.</b>	<b>61</b>
3.1	Quanto ao Formato.....	61
3.2	Quanto ao Emprego de Múltiplas Camadas.....	61
3.3	Quanto à Área Ocupada na Espiral do Indutor.....	62
3.4	Quanto à Largura do Metal e ao Espaçamento entre Trilhas.....	62
3.5	Quanto ao Raio Circunscrito à Espiral.....	63
3.6	Considerações Finais de Projeto.....	64
<b>Capítulo 4</b>	<b>Desenvolvimento de Projeto de Indutores por Seleção em Banco de Dados Obtido Segundo uma Abordagem Prática Usando Recursos Facilmente Disponíveis.....</b>	<b>66</b>
4.1	Problema: A Questão da Variação da Reatância com a Frequência.....	66
4.2	Escolha de um Simulador Eletromagnético Adequado.....	69
4.2.1	Análise Quanto ao Aspecto da Qualidade da Simulação Eletromagnética.....	69
4.2.2	Análise quanto ao Aspecto da Descrição da Tecnologia Específica de Fabricação para o Simulador.....	72
4.2.3	Análise quanto ao Aspecto da Facilidade de Entrada e Saída de Dados no Simulador.....	76
4.2.4	Análise quanto ao Aspecto de Recursos Computacionais Necessários para o Simulador.....	76
4.2.5	Análise Quanto ao Aspecto da Facilidade de Inserir o Lay-Out do Circuito no Simulador.....	77
4.2.6	Análise Quanto às Condições de Simulação e Aproveitamento dos Resultados.....	77
4.2.7	Conclusão e Escolha do Simulador Eletromagnético.....	78
4.3	CrITÉrios para Elaborar o Programa Gerador de Arquivos Lote de Simulação e Especificação dos Dados de Entrada.....	78
4.4	Programa Interpretador das Listagens do Simulador – CrITÉrios de Especificação.....	81
4.5	Bancos de Dados Obtidos com as Simulações.....	82
4.6	Análise Global dos Resultados Obtidos – Aspectos Positivos e Negativos.....	83
<b>Capítulo 5</b>	<b>Aplicação de Redes Neurais para Diminuição do Tempo de Simulação Eletromagnética de Indutores.....</b>	<b>85</b>
5.1	Aspectos Básicos sobre Redes Neurais.....	85
5.2	Mecânica do Processo de Treinamento.....	88
5.3	Tipos de Treinamento.....	89
5.4	Avaliação da Qualidade do Treinamento.....	89
5.5	Problemas Durante o Treinamento.....	90

5.6	Arquitetura de Rede Ótima.....	92
5.7	Normalização dos Dados de Entrada.....	93
5.8	Tamanho do Conjunto de Treinamento.....	94
5.9	Aplicação dos Conceitos Acima à Criação da Rede Neural Utilizada.	94
5.9.1	Quanto à Arquitetura.....	95
5.9.2	Quanto à Escolha do Algoritmo da Função de Minimização do Erro..	96
5.9.3	Filtragem dos Dados para a Simulação.....	101
5.10	Treinamentos de Redes Neurais Executados neste Trabalho.....	104
5.10.1	Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo Método da Retropropagação Resiliente.....	105
5.10.2	Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo Método de Levemberg-Marquardt.....	106
5.10.3	Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo Método de Levemberg-Marquardt e com Randomização da ordem dos Dados de Entrada a cada Época.....	107
<b>Capítulo 6</b>	<b>Resultados.....</b>	<b>108</b>
6.1	Sobre a Exposição dos Resultados das Simulações.....	108
6.2	Considerações sobre a Execução de Projeto Utilizando os Valores da Simulação Eletromagnética Total.....	113
6.3	Crítérios para a Execução de Comparações entre os Diversos Métodos de Avaliação de Reatâncias.....	116
6.4	Resultados da Aplicação da Fórmula de Wheeler Modificada para Avaliação das Reatâncias.....	117
6.5	Resultados da Aplicação do Método de Greenhouse para Avaliação das Reatâncias.....	120
6.6	Resultados da Aplicação do Método das Placas de Corrente (Mohan) para Avaliação das Reatâncias.....	123
6.7	Resultados da Aplicação da Expressão Monômia para Avaliação das Reatâncias.....	126
6.8	Análise Geral dos Resultados Obtidos através da Formulação Empírica e Analítica, Comparada com os Resultados da Simulação Eletromagnética Total.....	129
6.9	Resultados da Simulação Eletromagnética Parcial Complementada por Avaliação por Redes Neurais (Método de Retropropagação Resiliente).....	133
6.10	Resultados usando o Algoritmo de Levemberg-Marquardt para obter a Rede Neural.....	136
6.11	Resultados Usando Levemberg-Marquardt e Inicialização de Matriz de Dados em Linha Seleccionada Randomicamente, por Época, no Treinamento.....	140
6.12	Comparação Final entre Soluções Analíticas e Numéricas.....	143
<b>Capítulo 7</b>	<b>Conclusões.....</b>	<b>147</b>
7.1	Comparação entre os Diversos Métodos.....	147
7.2	Sugestões para Trabalhos futuros.....	150
<b>Referências</b>	<b>.....</b>	<b>152</b>



<b>Anexos</b>	.....	155
Anexo 1	Programa em VB6 de Criação de Arquivos Texto em Lotes para Alimentar Simulador Eletromagnético .....	156
Anexo 2	Página de Entrada de Dados do Programa Editor de Arquivo Texto em Lotes.....	167
Anexo 3	Listagem de Arquivo em Lote pra Submissão de Casos ao Simulador Eletromagnético.....	168
Anexo 4	Arquivo de Especificação da Tecnologia da Austria Mikro Systeme para o ASITIC.....	171
Anexo 5	Listagem Típica como Fornecida pelo ASITIC para ser Interpretada.....	173
Anexo 6	Programa de Interpretação dos Resultados Gravados na “Log” do Arquivo de Simulação Eletromagnética.....	177
Anexo 7	Página de Entrada de Dados do Programa Interpretador.....	197
Anexo 8	Listagens Típicas das Tabelas de Bancos de Dados Produzidas pelo Interpretador.....	198
Anexo 8a	Listagem da Tabela de Geometrias.....	199
Anexo 8b	Listagem da Tabela de Parâmetros.....	200
Anexo 9	Consultas ao Banco de Dados.....	201
Anexo 9a	Especificação de Consulta Gerada pelo Access sobre o Banco de Dados Criado.....	201
Anexo 9b	Trecho da Resposta à Consulta Gerada no Anexo Anterior.....	202
Anexo 10	Resultados Gráficos da Simulação Eletromagnética Ampliada em Frequência para Indutores Planares Simples de 4 Lados .....	203
Anexo 11	Programa em MatLab, para Calcular os Somatórios de GreenHouse para Avaliar Indutâncias.....	214
Anexo 12	Programa em MatLab, para Avaliar as Resistências e Capacitâncias a serem usadas nos modelos de Parâmetros Concentrados das Espiras Metálicas (retangulares).....	218
Anexo 13	Listagem dos Parâmetros Geométricos de Projeto dos Indutores Mostrados nos Gráficos dos Resultados dos Diversos Métodos de Avaliação das Indutâncias.....	219
Anexo 14	Bancos de Dados e Planilhas Utilizados na Dissertação.....	224
Anexo 15	Noção da Ordem de Grandeza dos Dispositivos cujo Projeto é Abordado nesta Dissertação.....	226

# Lista de Símbolos

$A$	- área ocupada pela corrente elétrica na seção transversal de uma trilha
$AMD$	- distância média aritmética (formulação de Greenhouse)
$AMSD$	- distância média quadrática (adaptação da formulação de Greenhouse por Mohan)
$C_{OX}$	- capacitância da camada de óxido
$C_P$	- capacitância equivalente dos terminais de entrada e saída do modelo $\pi$ concentrado (referente ao substrato)
$C_S$	- capacitância da trilha da espira
$C_{Si}$	- capacitância do substrato de silício
$C_{SUB}$	- capacitância por unidade de área do substrato
$d_{avg}$	- diâmetro médio entre os diâmetros externos e interno da espiral de um indutor
$d_{in}$	- diâmetro da menor espira (a mais interna) de um indutor
$d_{out}$	- diâmetro da maior espira (a mais externa) de um indutor
$E$	- campo elétrico
$F$	- frequência
$f_C$	- frequência de portadora
$f_{IF}$	- frequência intermediária
$f_{LO}$	- frequência do oscilador local
$f_T$	- frequência de corte intrínseca
$GMD$	- distância média geométrica (formulação de Greenhouse)
$G_{SUB}$	- condutância por unidade de área do substrato
$H$	- campo magnético
$I$	- corrente elétrica total na seção transversal de uma trilha de indutor
$J$	- densidade de corrente elétrica
$L$	- comprimento das espiras de um indutor
$L$	- auto indutância da espira
$L_{MAX}$	- comprimento máximo de cada segmento (métodos numéricos para cálculo de parâmetros elétricos)
$L_s$	- indutância série da espira
$L_{MON}$	- indutância obtida pelo método de aproximações monômias
$M$	- indutância mútua entre trilhas paralelas de um indutor
$MAPE$	- porcentagem sobre o erro médio absoluto (avaliação de redes neurais)
$MSE$	- soma dos erros quadráticos médios (avaliação de redes neurais)
$N$	- número das espiras de um indutor
$q$	- parâmetro de indutância mútua (formulação de Greenhouse)
$Q$	- fator de qualidade de um circuito
$R$	- raio das espiras de um indutor
$R_F$	- resistência elétrica
$R_P$	- resistência equivalente dos terminais de entrada e saída do modelo $\pi$ concentrado
$R_S$	- resistência série da espira de um indutor
$R_{SI}$	- resistência do substrato de silício
$S$	- espaçamento entre trilhas adjacentes de um indutor
$SSE$	- soma dos erros quadráticos (avaliação de desempenho de redes neurais)
$t_{EFF}$	- profundidade efetiva, a partir da superfície da trilha, ocupada pela corrente elétrica

$t_{MAX}$	- largura máxima de cada segmento (métodos numéricos para cálculo de parâmetros elétricos)
$t_{ox}$	- espessura do óxido de silício
$t_{ox(m1-m2)}$	- espessura do óxido entre a espiral e o terminal inferior
$W$	- largura da trilha das espiras de um indutor
$X_i$	- valor da variável de índice “i” do banco de dados
$X_{MÍNIMO}$	- valor mínimo de uma variável “i” do banco de dados
$X_{MÁXIMO}$	- valor máximo de uma variável “i” do banco de dados
$Z_{IN}$	- impedância equivalente, levando em conta a impedância do modelo $\pi$ , mais a impedância $Z_R$
$Z_R$	- impedância refletida na modelagem da blindagem entre metal e substrato
$\delta$	- profundidade pelicular
$\epsilon_{ox}$	- permissividade do óxido de silício
$\lambda$	- comprimento de onda
$\mu$	- permeabilidade do meio
$\mu_0$	- permeabilidade do vácuo
$\rho$	- resistividade
$\omega$	- velocidade angular ( $2\pi f$ )

# Lista de Figuras por Capítulo

<b>Capítulo 1</b>	<b>Introdução.....</b>	<b>1</b>
Fig. 1.1	Arquitetura do receptor super-heteródino, realçando sub-circuitos não totalmente integrados.....	7
Fig. 1.2	Filtragem do sinal após translação do mesmo para frequência intermediária.....	8
Fig. 1.3	Arquitetura homódina para o receptor.....	8
Fig. 1.4	Espectro do sinal entre os diversos módulos do receptor homódino.....	9
Fig. 1.5	Módulo de amplificador com indutor para promover casamento de impedâncias entre dois estágios.....	10
Fig. 1.6	Carga LC sintonizada.....	11
Fig. 1.7	Módulo de circuito com indutor para realimentação série.....	11
Fig. 1.8	Indutores e capacitores em filtro passa-baixas.....	12
Fig. 1.9	Indutores e capacitores em amplificadores distribuídos.....	12
Fig. 1.10	Objeto de aplicação dos estudos da dissertação.....	14
<b>Capítulo 2</b>	<b>Modelagem de Indutores.....</b>	<b>15</b>
Fig. 2.1	Campos em um indutor CMOS.....	16
Fig. 2.2	Corte em perspectiva de CI de Indutor.....	17
Fig. 2.3	Visão superior de um indutor quadrado, planar, em uma única camada.....	18
Fig. 2.4	Visão em corte lateral de um indutor, construído em uma camada.....	19
Fig. 2.5	Bobina discreta para a qual é válida a fórmula de Wheeler.....	20
Fig. 2.6	Comparação dos resultados das diversas fórmulas empíricas para avaliar a indutância.....	23
Fig. 2.7	Figura orientativa para cálculo de M entre dois condutores paralelos...	27
Fig. 2.8	Espiral simples para montagem da formulação de Greenhouse.....	28
Fig. 2.9	Total de mútuas em um indutor planar simples.....	29
Fig. 2.10	Ilustração do método das placas de corrente	30
Fig. 2.11	Diversos formatos estudados para aproximação por placas de corrente	31
Fig. 2.12	Comparação entre métodos de avaliação de $L_m$ (indutância mútua).....	35
Fig. 2.13	Variação da resistência e indutância com a disposição das trilhas.....	38
Fig. 2.14	Correntes parasitas nos condutores internos das espiras.....	39
Fig. 2.15	Comparação da trilha com a linha de transmissão coaxial.....	40
Fig. 2.16	Densidade de corrente contra a distância a partir da superfície.....	41
Fig. 2.17	Distribuição física dos elementos de circuito da espiral.....	44
Fig. 2.18	Modelos de parâmetros distribuídos e concentrados da espiral.....	44
Fig. 2.19	Modelo de parâmetros concentrados da espiral, levando em conta o substrato.....	46
Fig. 2.20	Modelo concentrado equivalente, no que diz respeito ao substrato.....	47
Fig. 2.21	Modelo de uma porta do indutor.....	52
Fig. 2.22	Modelo de uma porta reduzido.....	53
Fig. 2.23	Consequências da inserção da placa aterrada de polisilício.....	56
Fig. 2.24	Modelo da blindagem aterrada como transformador.....	56
Fig. 2.25	Placa de blindagem aterrada e recortada.....	58
Fig. 2.26	Fenômeno do “latch up” em circuitos CMOS.....	60
Fig. 2.27	Circuito de transistores bipolares gerado pelo fenômeno do “latch up”	60

<b>Capítulo 4</b>	<b>Desenvolvimento de Projeto de Indutores por Seleção em Banco de Dados Segundo uma Abordagem Prática Usando Recursos Facilmente Disponíveis.....</b>	<b>66</b>
Fig. 4.1	Variação da reatância normalizada com a frequência.....	67
Fig. 4.2	Fracionamento Geométrico do Indutor pelo ASITIC.....	72
Fig. 4.3	Indutor planar simples de 4 lados, 2 espiras.....	73
Fig. 4.4	Indutor biplanar paralelo de 4 lados, 2 espiras.....	74
Fig. 4.5	Indutor biplanar série de 4 lados, 2 espiras.....	74
Fig. 4.6	Corte genérico de CI com as variáveis mais importantes para simulação eletromagnética.....	75
<b>Capítulo 5</b>	<b>Aplicação de Redes Neurais para Diminuição do Tempo da Simulação Eletromagnética de Indutores.....</b>	<b>85</b>
Fig. 5.1	Estrutura de rede neural “feed-forward” com retropropagação básica.....	86
Fig. 5.2	Mínimo global e mínimo local.....	90
Fig. 5.3	Oscilações.....	91
Fig. 5.4	Problema do platô.....	92
Fig. 5.5	Arquitetura de rede típica para resolver equações de Maxwell.....	95
Fig. 5.6	Gráfico de convergência de um algoritmo de retropropagação padrão de máximo gradiente, 710 épocas, erro médio quadrático de $3,16 \cdot 10^{-2}$ .....	99
Fig. 5.7	Gráfico de convergência de um algoritmo de função de regularização Bayesiana.....	100
Fig. 5.8	Gráfico de convergência com um algoritmo de retropropagação resiliente, 710 épocas, erro médio quadrático de $2,07 \cdot 10^{-3}$ .....	101
Fig. 5.9	Erro mérito quadrático típico para o algoritmo de retropropagação resiliente.....	105
<b>Capítulo 6</b>	<b>Resultados.....</b>	<b>108</b>
Fig. 6.1	Modelos de 2 terminais de banda estreita, fornecidos pelo ASITIC....	108
Fig. 6.2	Variação típica da reatância, dentro de uma faixa de frequências.....	109
Fig. 6.3	Variação da reatância indutiva normalizada com a frequência e com o número de espiras, para os indutores de 455 a 460 do banco de dados.....	110
Fig. 6.4	Modelagem das espiras metálicas segundo o ASITIC e segundo o modelo de parâmetros concentrados do capítulo 2.....	111
Fig. 6.5	Ruídos gerados no banco de dados pela simulação eletromagnética, mesmo antes de ser atingida a frequência de ressonância.....	114
Fig. 6.6	Comparação de reatâncias de diferentes indutores, selecionados pela pesquisa, ao longo da faixa de frequência de operação.....	115
Fig. 6.7	Verificação da concordância dos parâmetros do indutor número 698 com os parâmetros desejados de seleção.....	116
Fig. 6.8	Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33.....	118
Fig. 6.9	Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 366.....	118
Fig. 6.10	Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação	

	eletromagnética total – indutores de 667 a 700 .....	119
Fig. 6.11	Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033.....	119
Fig. 6.12	Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367.....	120
Fig. 6.13	Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33.....	121
Fig. 6.14	Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 366.....	121
Fig. 6.15	Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700 .....	122
Fig. 6.16	Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033.....	122
Fig. 6.17	Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367.....	123
Fig. 6.18	Comparação entre reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33.	124
Fig. 6.19	Comparação entre reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total– indutores de 334 a 366.....	124
Fig. 6.20	Comparação entre reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700 .....	125
Fig. 6.21	Comparação entre reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033.....	125
Fig. 6.22	Comparação entre reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367.....	126
Fig. 6.23	Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33.....	127
Fig. 6.24	Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 366.....	127
Fig. 6.25	Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700 .....	128
Fig. 6.26	Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033.....	128
Fig. 6.27	Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367.....	129

Fig. 6.28	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação a outros métodos – indutores de 1 a 33.....	130
Fig. 6.29	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação a outros métodos – indutores de 334 a 366.....	131
Fig. 6.30	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação a outros métodos – indutores de 667 a 700 .....	131
Fig. 6.31	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação a outros métodos – indutores de 1000 a 1033.....	132
Fig. 6.32	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação a outros métodos – indutores de 1334 a 1367.....	132
Fig. 6.33	Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) – indutores de 1 a 33.....	133
Fig. 6.34	Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) – indutores de 334 a 366.....	134
Fig. 6.35	Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) – indutores de 667 a 700 .....	134
Fig. 6.36	Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) – indutores de 1000 a 1033.....	135
Fig. 6.37	Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) – indutores de 1334 a 1367.....	135
Fig. 6.38	Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) – indutores de 1 a 33.....	137
Fig. 6.39	Começam os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) – indutores de 334 a 367.....	138
Fig. 6.40	Aumentam os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) – indutores de 667 a 700.....	138
Fig. 6.41	Generalizam-se os conflitos entre os resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) – indutores de 1000 a 1033.....	139
Fig. 6.42	Acentuam-se os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) – indutores de 1334 a 1367.....	139
Fig. 6.43	Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 1 a 33	140
Fig. 6.44	Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e	

	da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 334 a 366.....	141
Fig. 6.45	Continuam alguns conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) para casos de ressonância – indutores de 667 a 700 .....	141
Fig. 6.46	Diminuem os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 1000 a 1033.....	142
Fig. 6.47	Diminuem bastante os conflitos entre resultado da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento)- indutores de 1334 a 1367.....	142
Fig. 6.48	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 1 a 33.....	144
Fig. 6.49	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 334 a 366.....	144
Fig. 6.50	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 667 a 700 .....	145
Fig. 6.51	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 1000 a 1033.....	145
Fig. 6.52	Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – Indutores de 1334 a 1367.....	146
<b>Anexos</b>	.....	155
Fig. An. 2	Página de entrada de dados do programa editor.....	167
Fig. An. 7	Página de entrada de dados do programa interpretador.....	197
Fig. An. 8.1	Tabelas do banco de dados gerado pelo interpretador.....	198
Fig. An. 8.2	Listagem da tabela de geometrias.....	199
Fig. An. 8.3	Listagem da tabela de parâmetros.....	200
Fig. An. 9.1	Consulta ao banco de dados para identificar projeto físico de indutor.....	201
Fig. An. 9.2	Resultado da consulta anterior ao banco de dados, identificando a espiral.....	202
Fig. An. 10.1	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1 a 200.....	203
Fig. An. 10.2	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 201 a 400.....	204
Fig. An. 10.3	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 401 a 600.....	204
Fig. An. 10.4	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 601 a 800.....	205



Fig. An. 10.5	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 801 a 1000.....	205
Fig. An. 10.6	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1001 a 1200.....	206
Fig. An. 10.7	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1201 a 1400.....	206
Fig. An. 10.8	Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1401 a 1622.....	207
Fig. An. 10.9	Instâncias de 1 a 1800 para indutores de 401 a 416.....	208
Fig. An. 10.10	Instâncias de 1800 a 4000 para indutores de 417 a 434.....	208
Fig. An. 10.11	Instâncias de 4000 a 6000 para indutores de 435 a 451.....	209
Fig. An. 10.12	Instâncias de 6000 a 8000 para indutores de 452 a 468.....	209
Fig. An. 10.13	Instâncias de 8000 a 10000 para indutores de 469 a 485.....	210
Fig. An. 10.14	Instâncias de 10000 a 12000 para indutores de 486 a 501.....	210
Fig. An. 10.15	Instâncias de 12000 a 14000 para indutores de 502 a 518.....	211
Fig. An. 10.16	Instâncias de 14000 a 16000 para indutores de 519 a 535.....	211
Fig. An. 10.17	Instâncias de 16000 a 18000 para indutores de 536 a 552.....	212
Fig. An. 10.18	Instâncias de 18000 a 20000 para indutores de 553 a 569.....	212
Fig. An. 10.19	Instâncias de 20000 a 22000 para indutores de 570 a 585.....	213
Fig. An. 10.20	Instâncias de 22000 a 23800 para indutores de 586 a 600.....	213
Fig. An. 15.1	Ordem de grandeza dos dispositivos abordados neste trabalho.....	226

## Lista de Tabelas

<b>Capítulo 2</b>	.....	15
Tabela 2.1	Coeficientes para a expressão modificada de Wheeler.....	24
Tabela 2.2	Coeficientes para a expressão da placa de corrente.....	32
Tabela 2.3	Coeficientes de expressões monômias para cálculo de indutância..	34

## Resumo

O projeto de indutores integrados sobre substrato de silício torna-se uma necessidade, para diminuir custos e facilitar o processo de produção de equipamentos de telecomunicações. Por outro lado, existe uma lacuna teórica no que diz respeito a previsão de valores realistas para os indutores integrados, principalmente se for levado em conta que este valor deve ser previsto para ser válido em uma faixa de frequências ampla e com valores cada vez mais elevados. A simulação eletromagnética dos indutores é uma saída para resolver o problema, porém se abordada de maneira não sistemática, tende a exigir muito tempo e sensibilidade do projetista, devido ao grande número de variáveis existentes na especificação do indutor. Este trabalho propõe-se a criar uma metodologia eficaz para sistematizar e automatizar uma extensa simulação eletromagnética, cobrindo uma ampla faixa de possibilidades de integração de indutores em uma dada tecnologia, dentro de intervalos já reconhecidos como viáveis, para as variáveis de projeto. Uma vez feita a simulação, as informações ficam armazenadas em um banco de dados relacional com tabelas de parâmetros geométricos e de parâmetros elétricos, podendo ser identificada facilmente a configuração física que tenha as características elétricas mais próximas do desejado, por pesquisa no banco de dados. A contrapartida principal é o tempo requerido para a simulação eletromagnética. Como complemento do trabalho, pesquisou-se a possibilidade de executar a simulação eletromagnética parcialmente, reduzindo o tempo de simulação, usando um conjunto reduzido de dados para criar redes neurais genéricas que pudessem ser usadas para avaliar as reatâncias. Compararam-se também os valores de reatâncias obtidos por estes métodos com os valores obtidos avaliando parâmetros concentrados de modelos “pi” por fórmulas empíricas, semi-empíricas e analíticas clássicas, e calculando-se as reatâncias equivalentes.

Palavras-chaves: **indutores integrados CMOS, dispositivos passivos integrados, metodologia de projeto de dispositivo**

# Abstract

The design of integrated inductors on silicon has become important, to reduce costs and to make easier line production of telecommunication ASICS. Nevertheless, there still exists a lack of theoretical background on the subject of inductor's electrical parameters prediction, specially if one figures that these values must fit experimental values through a wide range of very high frequency values. The electromagnetic simulation of inductors is an approach to solve the problem, but if worked in a non-systematic way, demands a lot of time and skill from the designer, due to the inductors great number of specification variables. This work proposes a productive method to mount and to automatize a wide electromagnetic simulation, covering a great range of inductors that can be built using a specific technology. Of course, the design of such inductors follows certain patterns, already estabilished as reasanoble for design. Once having finished simulation of the inductors, electrical parameters and design data are stored in a relational database that contains tables of geometric parameters (design specification variables) and tables of electrical parameters (desired characteristics for circuit applications). Then it becomes an easy task to select the physical characteristics (design specification data) that are correlated to the electrical characteristics desired. A drawback is the time necessary to do this electromagnetic simulation. To reduce simulation time, the possibility of running the electromagnetic simulation partially has been studied. The technic employed was the selection of a reduced set of data to create generic neural networks to evaluate reactances. The reactances obtained using these methods were compared to the calculated equivalent reactances of lumped "pi" models, whose electrical parameters were evaluated through well-known empirical and analytical formulae.

**Key words: CMOS integrated inductors, passive integrated devices, device design methodology**

# Capítulo 1: Introdução

Neste capítulo procura-se mostrar a aplicação dos elementos passivos (indutores) em circuitos de transmissão e recepção de radio-freqüência. É realçado o papel relevante que os indutores têm nos circuitos empregados na translação dos sinais entre as freqüências (osciladores, filtros, amplificadores de baixo ruído). Definem-se os objetivos desta dissertação.

## 1.1 Desafios do Projeto de Transceptores de RF

A portabilidade dos equipamentos de comunicação é o principal diferencial trazido ao usuário destes serviços na última década. O rápido desenvolvimento dos produtos de telecomunicação, primeiramente o pager e o telefone celular e, logo depois, o GPS, causou um interesse maior em projetos otimizados de circuitos nas áreas de rádio-freqüência e microondas [1].

Os aspectos mais imediatos da evolução tecnológica dos circuitos e dos próprios sistemas de comunicação que podem ser sentidos pelo usuário são os seguintes: tamanho, peso, custo, quantidade de componentes, número e qualidade de serviços. Vários sistemas novos emergiram, como GSM, AMPS analógico/digital, AMPS totalmente digital, DCS 1800, DECT, PHP e CMA. Estes sistemas estabeleceram novos padrões em arquiteturas, tipos de componentes, métodos de modulação e operação a taxas de transferências de bits mais rápidas.

Atualmente muitos fabricantes fornecem uma ampla gama de circuitos integrados prontos para o projeto de receptores e transmissores. Existem muitos circuitos de amplificadores de rádio-freqüência, misturadores, sintetizadores, amplificadores e demoduladores de freqüências intermediárias. Entretanto, receptores completamente

integrados, com alto desempenho realmente não existem. Analisando-se a estrutura de um telefone celular pode-se ver muitos circuitos integrados agregados a uma seção analógica. Alguns destes CI's são construídos sobre um substrato de GaAs, outros em silício bipolar e geralmente somente a seção digital é integrada em um substrato CMOS.

Um dos maiores desafios para a integração completa de um transmissor (receptor), no que diz respeito ao equipamento é aquele relativo à filtragem da frequência de rádio e da frequência intermediária. Um aspecto igualmente difícil de ser implementado é o da síntese de frequência. Muitos são os sintetizadores de frequência ditos completos, oferecidos no mercado, mas na maioria deles o oscilador controlado por tensão (VCO) e os circuitos sintonizados não estão incluídos na pastilha.

É de conhecimento geral que os aspectos que um projetista deve enfocar para conseguir um circuito viável, técnica e economicamente são os seguintes: dissipação de potência (baixa), tensão de alimentação (baixa), ruído (baixo), linearidade, ganho (elevado), impedância de entrada e saída, excursões de tensão e velocidade. O principal complicador para o projetista é que a otimização do projeto de um circuito depende destes fatores e que eles estão interrelacionados entre si. A otimização do desempenho segundo um aspecto, pode implicar na deterioração do desempenho em outro aspecto.

## **1.2 Tecnologias Disponíveis para CI's em RF**

A questão da escolha da tecnologia ótima para aplicações de rádiofrequência é um tópico controverso [1]. Como o que mais interessa é tornar a tecnologia acessível, o setor tem empenhado esforços em migrar das tecnologias caras como GaAs para tecnologias mais acessíveis, como a tecnologia CMOS.

O arseneto de gálio tem sido o substrato mais empregado para construir circuitos integrados monolíticos de microondas. As características que predispueram este material para esta aplicação são as seguintes: alta mobilidade de elétrons ( $\mu$ ) e alta corrente de pico (decorrente da alta velocidade dos elétrons em função do gradiente do campo elétrico aplicado). Como consequência, os elétrons deslocam-se muito mais rapidamente em um material de GaAs tipo n, do que no silício. Isto é resultante do fato da constante de mobilidade de deriva  $\mu_n$  (que é a constante que relaciona a deriva do elétron com o campo elétrico) ser 5 a 10 vezes maior no GaAs do que no silício. Assim, para as mesmas tensões de entrada, os dispositivos de GaAs têm correntes de saída maiores, e assim um maior  $g_m$  do que os dispositivos de silício correspondentes. As maiores correntes de saída permitem que sejam carregadas e descarregadas mais rapidamente as capacitâncias de carga e parasitas e, assim, resulta numa velocidade maior de operação.

Uma outra vantagem adicional do GaAs é a da maior resistividade do substrato ( $\rho = 10^7 \Omega \text{ cm}$ , cinco vezes maior que a do silício), reduzindo interferências entre dispositivos e permitindo a fabricação de dispositivos ativos e de controle, linhas de transmissão e elementos passivos concentrados, todos juntos no mesmo substrato.

Tem-se ainda, como vantagem do GaAs o fato de que é possível integrar facilmente neste tipo de dispositivo elementos passivos, como indutores espirais, com alto fator de qualidade e capacitores com baixas capacitâncias parasitas.

As maiores desvantagens do GaAs relacionam-se com os seguintes fatos: não é possível fazer dispositivos complementares com este tipo de material, pois a mobilidade das lacunas,  $\mu_p$ , é muito baixa; também, a densidade de integração dos componentes nesta tecnologia não é muito elevada e, finalmente, o custo por  $\text{mm}^2$  é aproximadamente 200 vezes maior do que o custo da tecnologia CMOS.

Outra tecnologia que pode ser considerada seriamente para o projeto de circuitos de radiofrequência é a tecnologia de dispositivos bipolares de silício. Com ela pode-se produzir elementos passivos de alta qualidade e transistores capazes de trabalhar a frequências extremamente elevadas ( $f_T$  próximo de 50 GHz). Atualmente, muitos circuitos comerciais de amplificadores de baixo ruído usam esta tecnologia. Entretanto, apesar dos custos do processo serem mais baixos do que os da tecnologia de GaAs, o uso da tecnologia bipolar tem alguns pontos negativos, se comparada com a tecnologia CMOS. Acima de tudo, pode-se dizer que o nível de integração é baixo na tecnologia bipolar e que o desempenho em radio-frequência dos transistores CMOS tem se tornado mais atraente, à medida que os comprimentos dos dispositivos diminuem (fator de escala).

Um aperfeiçoamento seria a adoção de uma tecnologia mista, a chamada tecnologia bipolar com MOS complementar. Nesta tecnologia ambos os dispositivos, CMOS e bipolares, convivem no mesmo substrato. Ela permite alta escala de integração, baixo consumo de potência, alta imunidade ao ruído, todas estas características sendo típicas dos circuitos CMOS. Da tecnologia bipolar vêm as qualidades de alta velocidade e alta capacidade de alimentar cargas de saída. O principal problema relativo a esta tecnologia está no seu custo; realmente a otimização de circuitos bipolares e CMOS no mesmo substrato é possível somente adicionando passos extras (mais máscaras) no processo de integração. Estas máscaras adicionais afetam os custos de produção. Entretanto, os projetistas de RF deram atenção a esta tecnologia recentemente, porque, comparada com a tecnologia CMOS, apresenta propriedades interessantes que tornam mais fácil a realização dos blocos de rádio-frequência. Estas propriedades residem no fato do substrato de silício deste processo ser caracterizado por uma resistividade maior, comparado com outros processos CMOS (um valor típico seria de  $\rho=0,1 \Omega\text{cm}$ ), o que permite a construção de indutores com maior fator de qualidade.



Finalmente deve-se expor as características da tecnologia CMOS. Nos últimos 25 anos esta tecnologia evoluiu de forma marcante no que diz respeito à diminuição do comprimento do canal. Em 1970 usava-se comprimento de canal de 10  $\mu\text{m}$ . Hoje, usa-se comprimento de canal de 0,35  $\mu\text{m}$ , 0,25  $\mu\text{m}$  e mesmo 0,18  $\mu\text{m}$ . A principal diferença entre uma tecnologia CMOS padrão e uma tecnologia BiCMOS reside na concentração da dopagem do substrato de silício. De fato, para prevenir o fenômeno de “latch up”, típico em aplicações digitais, o substrato CMOS é mais dopado do que o correspondente substrato BiCMOS. Se o projetista declinar do uso de transistores bipolares, a única diferença consiste no fato de que a resistividade do substrato CMOS é reduzida por um fator de 100, se comparada com a resistividade de substrato BiCMOS. Muitos consideram a tecnologia BiCMOS como a verdadeira tecnologia CMOS de RF, devido ao alto fator de qualidade dos elementos passivos construídos usando esta tecnologia.

Tanto já se investiu na tecnologia CMOS que tornou-se anti-econômico investir em outra, antes de esgotar as possibilidades desta tecnologia. Caso outras tecnologias tornem-se viáveis, é mais recomendável integrá-las com a tecnologia CMOS. Este é o caso, por exemplo, da tecnologia de SiGe. Transistores típicos desta tecnologia consistem de uma camada fina, altamente dopada de SiGe, crescida sobre um coletor n+ de Si. As principais características desta tecnologia (também chamada heterobipolar) são as seguintes: a elevada  $f_T$  dos transistores (próxima de 50 GHz); o alto ganho de corrente que aumenta a resistência de entrada e o bom desempenho dos amplificadores de baixo ruído; a maior resistividade de substrato (20  $\Omega\text{ cm}$ ), comparando com CMOS e BiCMOS e o alto ganho em frequências elevadas permite a linearização por retroalimentação, o que provê uma baixa intermodulação em amplificadores de potência e amplificadores de baixo ruído.

A tecnologia usada na integração de um circuito de RF deve naturalmente permitir que o receptor/transmissor se amolde aos requisitos atuais. Hoje, o projetista depara-se com a situação da escassez no espectro eletromagnético, cada vez mais superlotado.

Conseqüentemente os trancetores têm de ser cada vez mais seletivos e sensíveis. Estes aparelhos devem freqüentemente ser capazes de detetar sinais da ordem de femtowatts, ao mesmo tempo que desprezam uma enorme quantidade de sinais que podem ser maiores que o sinal desejado, e muito próximos a ele no espectro de freqüência. Historicamente o desenvolvimento dos equipamentos caracterizou-se pelo estabelecimento da arquitetura básica dos equipamentos na primeira metade do século XX e pela introdução de técnicas digitais de modulação na segunda metade do século XX. Somente nos últimos anos, com o advento dos aparelhos portáteis começou-se a repensar arquitetura dos equipamentos, para tornar mais fácil a integração dos circuitos. Para que haja maior compreensão dos porquês do desenvolvimento da tecnologia, uma breve apresentação das arquiteturas usadas faz-se necessária.

### **1.3 Arquiteturas Típicas no Projeto de RF**

O receptor heteródino foi inventado para filtrar uma estreita faixa de sinal, que é centrada em altas freqüências, pois este problema requereria circuitos com altíssimo fator de qualidade [1]. Por exemplo, o canal GSM clássico tem 200 kHz de largura, quando a banda da estação-móvel/estação-base varia de 890 a 915 MHz. Nas arquiteturas heteródinas, a banda de sinal é deslocada para freqüências bem mais baixas por uma operação de mixagem. Conseqüentemente, o fator de qualidade  $Q$  do circuito necessário para filtrar o sinal de banda estreita não precisa ser tão elevado.

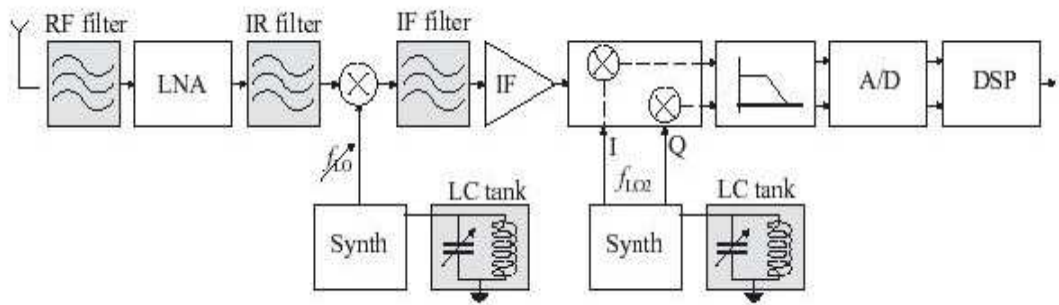


Fig. 1.1: Arquitetura do receptor super-heteródino, realçando sub-circuitos não totalmente integrados [1]

A maior parte dos transceptores de RF fabricados hoje, como telefones celulares GSM, por exemplo, utilizam alguma variação da solução convencional super-heteródina, cuja arquitetura, em diagrama de blocos funcionais, está mostrada na figura 1.1. Nestes equipamentos, o transceptor é implementado com um conjunto de filtros de componentes discretos e com várias tecnologias, como GaAs, silício bipolar e CMOS. Em receptores super-heteródinos, o sinal (centrado numa frequência  $f_c$ ) captado pela antena é inicialmente amplificado por um amplificador de baixo ruído; depois tem sua frequência transladada para um estágio de frequência intermediária pelo primeiro misturador, que utiliza o oscilador local LO: a frequência deste oscilador é ajustável e seu valor é uma função da frequência da portadora do canal que se deseja demodular ( $f_{LO}=f_C+f_{IF}$ ); o valor correto da  $f_{LO}$  é fixado pelo sintetizador de frequência do canal de seleção de RF. Neste caso, todo o espectro do sinal, também conhecido como banda, é transladado, e não somente o canal desejado. Na frequência intermediária, uma primeira filtragem do sinal recebido é realizada. A figura 1.2 ilustra esta etapa do processo. Esta filtragem somente é realizada neste nível de frequência para evitar a necessidade de circuitos com fatores de qualidade  $Q$  muito elevados.

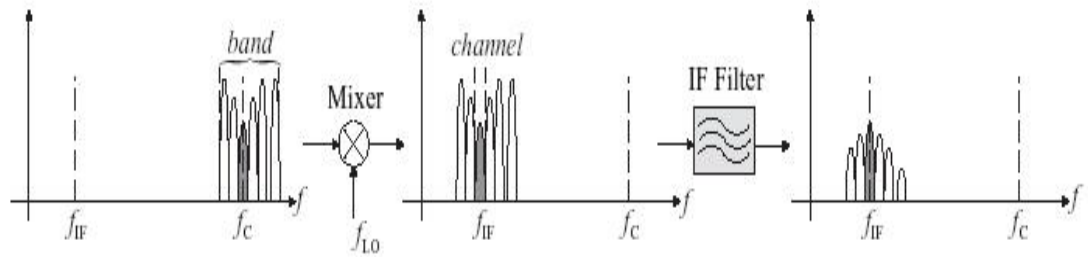


Fig. 1.2: Filtragem do sinal após translação do mesmo para freq. intermediária

[1]

Apesar de transceptores comerciais existirem, usando arquitetura super-heteródina, eles apresentam problemas para a integração, porque é difícil conseguir em altas frequências (como uma solução integrada em CMOS) o alto fator  $Q$  típico de componentes discretos. A integração do receptor exige a eliminação do filtro externo do sinal imagem e do filtro de IF. Outro gargalo de projeto é a realização do sintetizador de canais de baixo ruído, que tem de ser realizado utilizando osciladores controlados por tensão (VCO's) com circuitos de baixos fatores  $Q$ . Também, se o filtro de rejeição de imagem for realizado como um componente passivo externo, o amplificador de baixo ruído tem de ser projetado para dar uma impedância de  $50\ \Omega$  para este filtro externo. E isto limita os fatores de ruído, de interceptação de entradas de terceira ordem (IIP3) e desempenho de ganho do amplificador de baixo ruído (LNA).

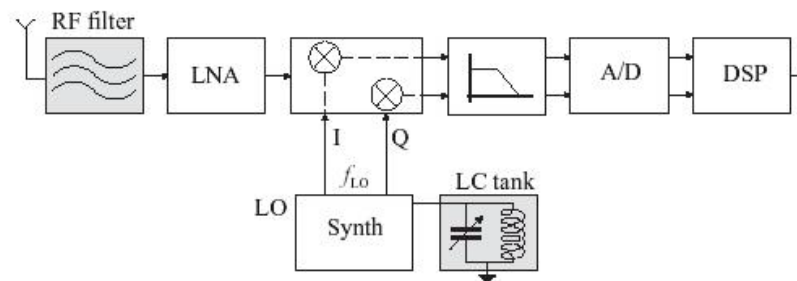


Fig. 1.3: Arquitetura homódina para o receptor [1]

Uma direção aparentemente a ser seguida em arquiteturas com alto nível de integração em transmissores de radio-freqüência, é o uso da conversão direta ou homódina nos receptores e o uso da modulação direta no caminho de transmissão, como mostrado na figura 1.3. Nestes equipamentos a seleção de canal é executada por meio de um filtro passa baixa, mas para modulação em FM ou QPSK, a conversão para freqüência inferior tem de prover saídas em quadratura, porque as partes positiva e negativa do espectro estarão superpostas. Por esta razão, o receptor de conversão direta requer dois misturadores: de fato, um segundo misturador, acionado por um oscilador local em quadratura é inserido no caminho do sinal no receptor e, combinando as saídas destes dois misturadores, a demodulação correta é possível, com sinal de fase de entrada arbitrário (ver figura 1.4).

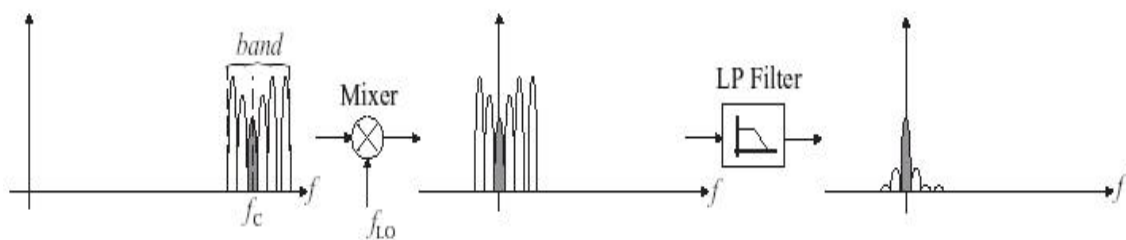


Fig. 1.4: Espectro do sinal entre os diversos módulos do receptor homódino [1]

#### 1.4 Elementos Passivos no Projeto de Blocos Funcionais de Transceptores

Para viabilizar a implementação dos itens expostos acima fica evidente a importância dos circuitos osciladores, amplificadores de baixo ruído, misturadores e filtros num equipamento de RF. Mais importante ainda, para que estes circuitos funcionem a contento e de maneira eficiente (com baixo consumo de energia) é o projeto do indutor com alto fator de qualidade. Em equipamentos portáteis modernos (transceptor Bosch, 1997, padrão DCS 1800) verificou-se existirem pelo menos 11 indutores, mais de 100 capacitores, 5 CI's, 12 transistores, 1 cristal e dois filtros. Segue

a descrição de alguns módulos de circuitos típicos de transceptores, que empregam elementos passivos [2].

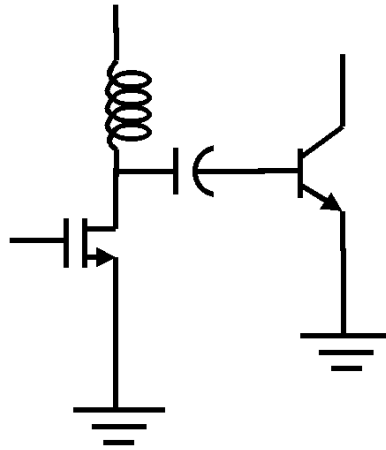


Fig. 1.5: Módulo de amplificador com indutor para promover casamento de impedâncias entre dois estágios

Na figura 1.5 mostra-se um indutor utilizado para promover o casamento de impedâncias entre a saída do primeiro estágio e a entrada do segundo. Como o segundo estágio tem por objetivo aumentar o ganho, normalmente traz associada uma grande capacitância e baixa impedância. O indutor permite ajustar a impedância de entrada do segundo estágio a um valor ótimo. O casamento de impedâncias permite ao projetista obter mínimo ruído, máximo ganho e mínimas reflexões. Esta arquitetura é típica em amplificadores de potência, amplificadores de baixo ruído (LNA's) e circuitos de translação de frequência (misturadores).

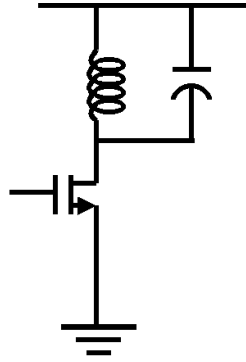


Fig. 1.6: Carga LC sintonizada

Na figura 1.6 vê-se o exemplo de um módulo de circuito de carga LC sintonizada. Tal tipo de carga pode tomar o lugar de uma carga resistiva em altas frequências. A vantagem é que uma carga LC é menos ruidosa que um resistor, tem menor queda de tensão sobre si mesma e permite obter uma impedância grande a altas frequências. Uma carga resistiva, por outro lado, é sempre limitada pela constante  $RC$ , no que diz respeito à resposta em frequência. Cargas sintonizadas são elementos críticos em osciladores. O tanque LC sintoniza a frequência central do oscilador e o fator de qualidade,  $Q$ , elevado, permite ao circuito oscilar com uma mínima injeção de potência (e de ruído) dos transistores do circuito.

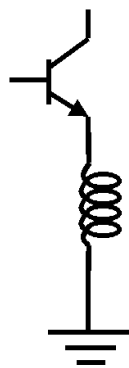


Fig. 1.7: Módulo de circuito com indutor para realimentação série

Na figura 1.7 um indutor é utilizado para fazer a realimentação série, em um módulo de circuito. Os dispositivos série neste circuito são usados para aumentar a impedância de entrada, estabilizar o ganho e diminuir a não linearidade de alimentadores. Usando-se um indutor no lugar de um resistor diminui-se a queda de tensão e diminui-se a quantidade de ruído injetada no circuito. A indutância também pode ser usada para obter uma impedância de entrada específica em uma frequência particular, promovendo um casamento de impedâncias na entrada do amplificador.

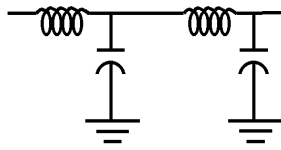


Fig. 1.8: Indutores e capacitores em filtro passa-baixas

Na figura 1.8 indutores e capacitores são utilizados para construir um filtro passa-baixas. Filtros analógicos têm desempenho superior a filtros ativos porque operam a frequências mais elevadas, têm maior alcance de operação devido à linearidade dos dispositivos passivos e geram menor ruído porque não requerem alimentação em corrente contínua para operar.

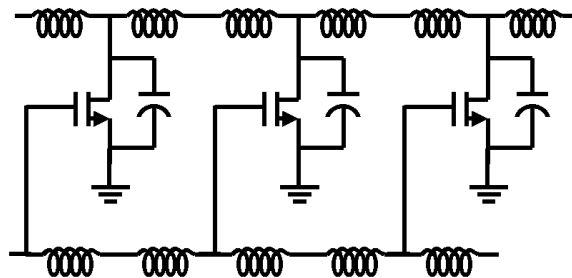


Fig. 1.9: Indutores e capacitores em amplificadores distribuídos



Na figura 1.9 vê-se indutores e capacitores formando uma linha de transmissão em um amplificador distribuído. Uma vez que a rede LC age como uma linha de transmissão, responde em uma faixa larga de frequências. A onda que se propaga na linha que acessa as portas é amplificada e transferida à linha dos drenos. Se a velocidade da onda nas linhas de drenos e portas forem iguais, os sinais na linha dos drenos somam-se em fase e os drenos podem suprir uma carga casada ligada a esta linha.

## **1.5 Contribuições desta Dissertação**

Para que haja sucesso no projeto de dispositivos analógicos integrados em transceptores, é fundamental que os dispositivos passivos, mais especificamente os indutores, para os quais não existem módulos padronizados sugeridos pelos integradores, tenham seus parâmetros elétricos corretamente avaliados. Os objetivos desta dissertação são os seguintes:

- Comparar diversos métodos de avaliação de parâmetros elétricos básicos (indutâncias, capacitâncias e resistências) e derivados (reatâncias), de maneira imparcial e cobrindo de modo amplo as possibilidades de projeto para uma dada tecnologia.
- Propor ferramentas simples (programas de computador que criem, ordenem e pesquisem em bancos de dados específicos), de maneira a ordenar e sistematizar a avaliação de parâmetros elétricos obtidos por simulações eletromagnéticas.
- Identificar as situações em que os resultados providos pelos diversos métodos de avaliação de parâmetros elétricos básicos (indutâncias, capacitâncias e resistências) e derivados (reatâncias) são confiáveis e também, pelo contrário, quando deixam de sê-lo.

- Pesquisar e propor técnicas matemáticas que levem a uma diminuição do tempo de avaliação dos parâmetros elétricos dos dispositivos que podem ser construídos com uma dada tecnologia.

Ressalta-se a importância de cumprir os objetivos sobre uma faixa ampla de possibilidades de projeto providas por uma dada tecnologia, fazendo-se com que variáveis de projeto assumam, nas simulações, todos os valores tecnicamente viáveis. Este procedimento visa evitar que análises parciais distorçam as possibilidades reais de aplicação dos diversos métodos.

De maneira genérica e abrangente, pode-se dizer que nesta dissertação testa-se e compara-se os métodos de projeto existentes de avaliação de parâmetros elétricos (ênfatizando a indutância e reatância) de indutores integrados, de modo a permitir, no futuro, a quem dela eventualmente se servir, o projeto consciente de transceptores, com reduzido índice de falha, neste quesito.



Fig. 1.10: O objetivo final da dissertação é apresentar técnicas que contribuam para avaliar os parâmetros elétricos dos indutores integrados deste tipo de aparelho [3]. Pode-se obter uma noção da real ordem de grandeza dos indutores integrados que são objeto desta dissertação consultando-se o anexo

## Capítulo 2: Modelagem de Indutores

O objetivo deste capítulo é de dar uma idéia sobre quais são os principais fatores físicos que influenciam o desempenho de um indutor integrado, e também pesquisar se existem modelagens que possam ser consideradas satisfatórias para o projeto de indutores em circuitos integrados. Procura-se comparar as diversas modelagens existentes.

### 2.1 Campos Elétricos e Magnéticos em um Indutor Integrado em CMOS

Indutores projetados usando a tecnologia CMOS padrão apresentam um grande número de efeitos elétricos e magnéticos. Deve-se considerar estes efeitos para que seja possível escolher os parâmetros de projeto de modo a obter bom desempenho.

Quando uma tensão é aplicada ao indutor integrado aparecem 4 campos, 1 de natureza magnética e 3 de natureza elétrica [10] (ver fig. 2.1):

- Um campo magnético,  $B(t)$ . Este campo é causado pelas correntes alternadas que fluem pelas trilhas da espiral. Este campo induz o comportamento indutivo, assim como também as correntes parasitas, nas trilhas e no substrato.
- Um campo elétrico,  $E1(t)$ . Este campo é gerado devido a diferença de potencial ao longo das conexões da espiral. Conseqüentemente a corrente flui pelas trilhas e, devido à resistividade do metal, este campo provoca perdas ôhmicas.
- Um campo elétrico,  $E2(t)$ . Este campo é causado pela diferença de potencial entre as espiras que formam a espiral. Este campo induz acoplamento capacitivo entre as trilhas, devido a existência da camada de dielétrico.

- Um campo elétrico,  $E_3(t)$ . Geralmente o substrato é aterrado de modo que uma diferença de tensão aparece entre o metal da espiral e o substrato. Esta diferença de potencial induz um acoplamento capacitivo entre o indutor e o substrato, assim como também perda ôhmicas, uma vez que o campo elétrico penetra no substrato condutivo.

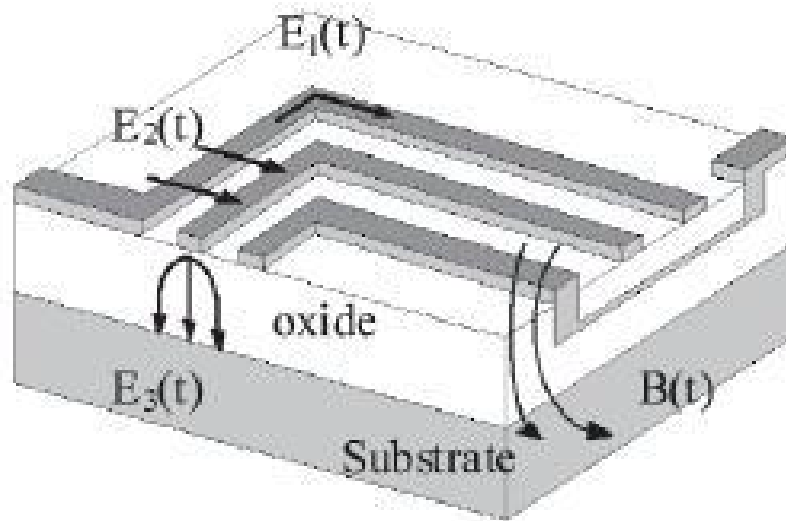


Fig. 2.1: Campos em um indutor CMOS [10]

## 2.2 Modelagem de Indutores Integrados

A falta de um modelo equivalente ao dispositivo real para os indutores integrados representa um dos maiores problemas para o projeto dos mesmos em circuitos integrados [3]. Nas tecnologias atuais de CI, indutores não são considerados componentes padronizados como transistores, resistores ou capacitores, cujos modelos estão incluídos na biblioteca de uma dada tecnologia. Apesar de existirem tentativas de projetos padronizados [4], estes modelos não são completamente escaláveis com as

dimensões dos dispositivos e com os parâmetros dos processos. Um modelo escalável deve permitir ao projetista a flexibilidade de ajustar o projeto do indutor para uma dada aplicação. Escalabilidade implica no fato dos parâmetros elétricos do circuito poderem ser completamente extraídos de parâmetros geométricos e tecnológicos. Existindo a escalabilidade desaparece a necessidade de desenvolver uma biblioteca tecnológica, difícil de atualizar e de cara manutenção. O texto a seguir apresenta uma coletânea dos desenvolvimentos empíricos e analíticos realizados para tentar modelar o indutor ao longo de uma faixa razoável de frequências.

A análise de um modelo de indutor é feita tratando-se separadamente a indutância da espiral e os outros fatores parasitas ( $R$  e  $C$ ). Uma visão em corte do indutor é mostrada na figura 2.2 para esclarecer melhor.

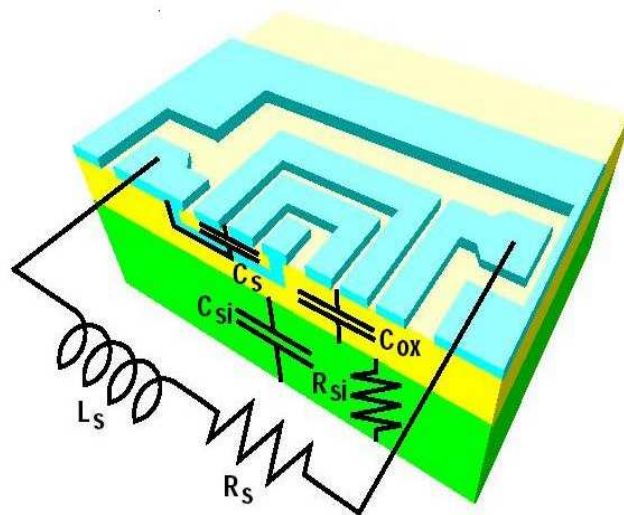


Fig. 2.2 – Corte em Perspectiva de CI de Indutor [3]

A indutância e a resistência da espiral são representadas pela indutância  $L_S$  e pela resistência  $R_S$  respectivamente. A sobreposição entre trechos das espiras e o terminal de saída induzem um acoplamento capacitivo entre os dois terminais do indutor. Este efeito é modelado pela capacitância paralela  $C_S$ . A camada de óxido entre o metal das espiras e o substrato é modelada pela capacitância  $C_{Ox}$ . A capacitância e resistência do substrato de silício são modeladas por  $C_{Si}$  e  $R_{Si}$ . A pesquisa sobre a modelagem de cada um destes elementos é examinada extensivamente, a seguir.

### 2.3 Parâmetros Geométricos de Especificação de Indutores

Os indutores integrados são modelados levando em conta as características geométricas de construção e as características físicas do substrato onde são construídos. As características geométricas de construção estão mostradas nas figuras 2.3 e 2.4.

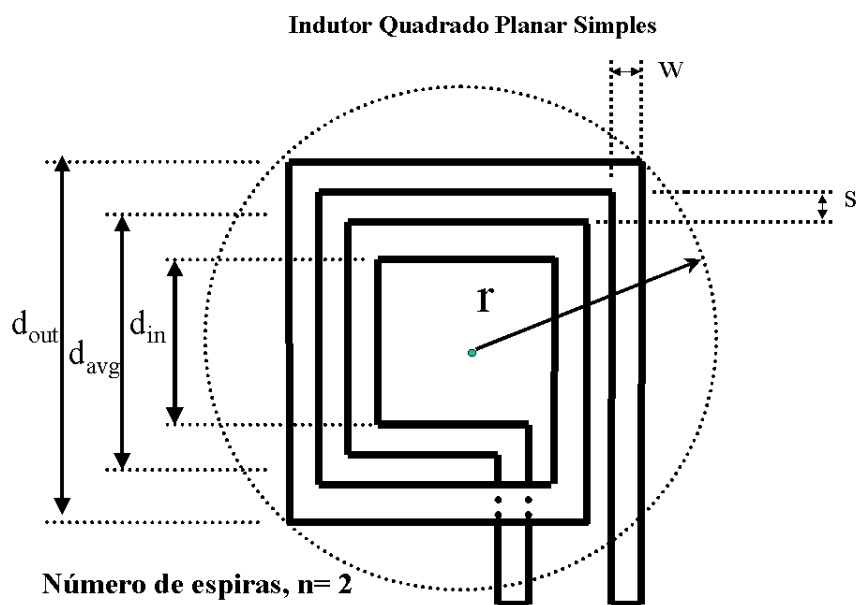


Fig. 2.3: Visão superior de um indutor quadrado, planar, em uma única camada.

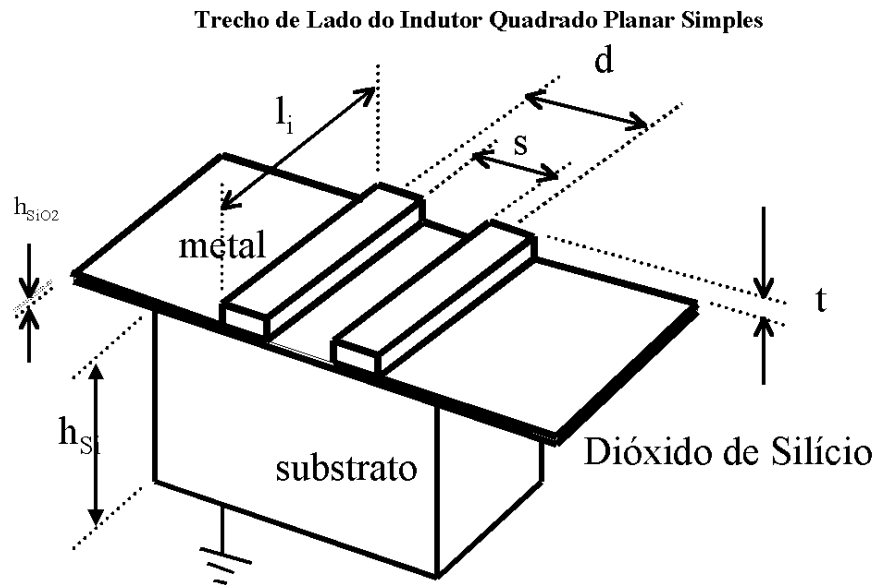


Fig. 2.4: Visão em corte lateral de um indutor construído em uma camada.

Na figuras 2.3 e 2.4 temos  $t$ , espessura da camada de metal,  $h_{SiO_2}$ , espessura da camada de dióxido de silício,  $h_S$ , espessura do substrato,  $l_i$ , comprimento de um lado da espiral (variável, conforme a distância do centro),  $s$ , espaçamento entre camadas de metal adjacentes,  $d$ , distância entre os eixos de duas camadas de metal,  $w$ , largura da camada de metal,  $r$ , raio circunscrito,  $d_{in}$ , comprimento do menor lado da espiral,  $d_{out}$ , comprimento do lado mais externo da espiral,  $d_{avg}$ , comprimento do lado médio da espiral,  $n$ , número de espiras da espiral e  $l$ , número de lados da espiral. As unidades usadas para estas grandezas são mencionadas juntamente com as fórmulas específicas onde são utilizadas

## 2.4 Modelagem da Indutância

A seguir são apresentados os modelos mais conhecidos na literatura [5] sobre modelagem de indutância. Os mais recentes foram desenvolvidos para serem aplicados especificamente em indutores integrados, e outros foram adaptados de formulações mais antigas, com relativo sucesso.

### 2.4.1 Expressões para L Baseadas em Trabalhos Empíricos e Semi-empíricos

a) Expressão de Wheeler (válida para elementos discretos apenas):

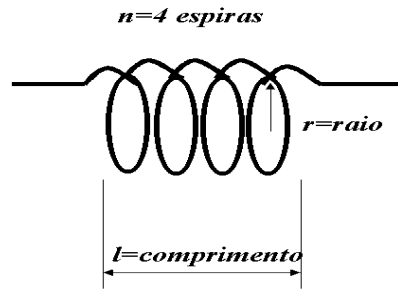


Fig. 2.5: Bobina discreta para a qual é válida a fórmula de Wheeler

A primeira referência notável sobre o assunto foi feita em 1928, através do trabalho de Wheeler, “Simple Inductance Formulas for Radio Coils”. A referência para o valor da indutância de uma bobina discreta (fig. 2.5) é dada pela seguinte equação:

$$L = \frac{10\pi\mu_0 n^2 r^2}{9r + 10l_{BOB}} \quad (2.1)$$

Na expressão acima  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo (H/m),  $n$  é o número de espiras,  $r$  é o raio das espiras (metros) e  $l_{BOB}$  é o comprimento da bobina (metros).

Esta fórmula apresentava resultados notáveis (precisão de 1%), para bobinas discretas compatíveis com a tecnologia da época em que foi proposta.



Seguiram-se outros trabalhos com o desenvolvimento de diversas fórmulas empíricas ou semi-empíricas, válidas para aplicações específicas, porém deixando a desejar para um amplo espectro de indutores. As mais notáveis foram:

b) Formulação de Voormann (1993), empírica:

$$L_{VOO}=10^{-3}n^2d_{avg} \quad (2.2)$$

Na expressão acima  $n$  é o número de espiras e  $d_{avg}$  é o diâmetro médio (entre os diâmetros externo e interno). A indutância é dada em nH e  $d_{avg}$  é dado em  $\mu\text{m}$ .

c) Formulação de Dill (1964), empírica:

$$L_{DILL}=8,5\times 10^{-4}n^{5/3}d_{avg} \quad (2.3)$$

Na expressão acima  $n$  é o número de espiras e  $d_{avg}$  é o diâmetro médio (entre os diâmetros externo e interno). A indutância é dada em nH e  $d_{avg}$  é dado em  $\mu\text{m}$ .

A literatura menciona que estas fórmulas simples usam somente o diâmetro médio e o número de voltas podem ter erros entre 40 e 80 %.

d) Formulação de Bryan (1955), empírica:

$$L_{BRY}=2.41\times 10^{-3}n^{5/3}d_{avg}\log\left(\frac{4}{\rho}\right) \quad (2.4)$$

Onde  $\rho$  é a razão de preenchimento definida como  $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$  e  $d_{avg}$  é o diâmetro médio (entre os diâmetros externo e interno). A indutância é dada em nH e  $d_{avg}$  é dado em  $\mu\text{m}$ . Esta fórmula dá resultados um pouco melhores que a de Voorman.

e) Formulação de Ronkanien (1997), semi-empírica:

$$L_{RON}=1,5 \mu_o n^2 e^{-3,7(n-1)(w+s)/d_{out}} \left( \frac{d_{out}}{w} \right)^{0,1} \quad (2.5)$$

Onde  $\mu_o$  é a permeabilidade magnética do vácuo,  $n$  é o número de espiras,  $d_{out}$  é diâmetro externo,  $w$  é a largura das trilhas e  $s$  é o espaçamento entre trilhas. A indutância é dada em nH e  $d_{out}$ ,  $w$  e  $s$  são dados em  $\mu\text{m}$ .

e) Formulação de Crols (1996), semi-empírica:

$$L_{CRO}=1,3 \cdot 10^3 d_{avg}^{1,67} d_{out}^{-0,33} w^{-0,083} n^{1,67} (w+s)^{-0,25} \quad (2.6)$$

Onde  $n$  é o número de espiras,  $d_{avg}$  é o diâmetro médio (entre os diâmetros externo e interno),  $d_{out}$  é diâmetro externo,  $w$  é a largura das trilhas e  $s$  é o espaçamento entre trilhas. A indutância é dada em nH e  $d_{avg}$ ,  $d_{out}$ ,  $w$  e  $s$  são dados em  $\mu\text{m}$ .

A figura 2.6, a seguir, compara os valores de indutância obtidos através das diversas expressões anteriormente citadas. A interpretação da figura deve ser feita da seguinte maneira: tomando os resultados obtidos pelo método de Crols, por exemplo, verifica-se que, para um conjunto de indutores avaliados por este método, aproximadamente 40 por cento têm erro absoluto (no que se refere ao módulo da indutância) maior do que 15 por cento. Para este mesmo conjunto 20 por cento dos indutores avaliados têm erro absoluto (no que se refere ao módulo da indutância) maior do que 20 %. Finalmente, para este mesmo conjunto, 10 por cento dos indutores avaliados têm erro absoluto maior do que 23 %. Pode-se ver que à medida que o erro absoluto aumenta, o número de indutores para os quais o erro porcentual de avaliação de  $L$  ultrapassa este erro, diminui. Logo, quanto mais próxima do eixo  $y$  (e da inclinação

vertical) estiver a curva que descreve o desempenho do método de avaliação da indutância, melhor será o desempenho deste.

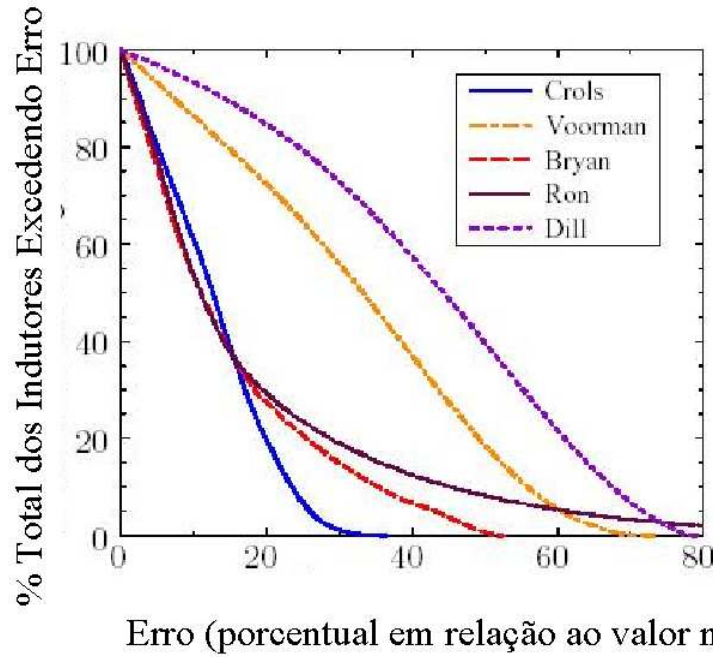


Fig.2.6: Comparação dos resultados das diversas fórmulas para avaliar a indutância [5]

#### 2.4.2 Expressão para L Baseada na Atualização do Trabalho de Wheeler para CI's

O trabalho de Wheeler foi revisado recentemente pela equipe de Lee, Hershenson, Mohan e Boyd e deu origem à formula de Wheeler modificada [6] para uso em circuitos integrados. Esta fórmula, atualizada, presta-se ao uso em projeto rápido de indutores.

$$L = \frac{K_1 \mu_0 n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (27)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade no vácuo,  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m,  $\rho$  é a razão de preenchimento,  $\rho = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$ , e  $d_{avg}$  é o diâmetro médio da espira (em metros),

$d_{avg} = 0,5(d_{out} + d_{in})$ ;  $d_{out}$  e  $d_{in}$  são os diâmetros externo e interno da espira (em m) respectivamente. Os coeficientes  $K_1$  e  $K_2$  dependem do formato do indutor e são mostrados na tabela 2.1, a seguir:

Tabela 2.1: Coeficientes para a expressão modificada de Wheeler [6]

Formato	Coeficiente $K_1$	Coeficiente $K_2$
Quadrado	2,34	2,75
Hexagonal	2,33	3,82
Octagonal	2,25	3,55

Os valores de indutância obtidos por meio da expressão 2.7 foram avaliados neste trabalho, pela aplicação nesta fórmula dos dados geométricos correspondentes a um conjunto de 1375 indutores quadrados planares simples. A seguir estes valores foram empregados no cálculo das reatâncias das espirais metálicas dos indutores. A quantidade de indutores permite variar bastante as características de projeto, de modo a permitir a visualização da influência destas sobre o desvio do resultado, com relação à resposta obtida por simulação eletromagnética (que é o padrão de comparação). Os gráficos que ajudam a visualizar os resultados e compará-los aqueles obtidos por meio de uma extensa simulação eletromagnética estão no capítulo 6 (ver item 6.4).

#### **2.4.3 Expressão para Indutância Baseada na Formulação Analítica Aproximada de Greenhouse**

Elaborada por Greenhouse (1974), com base nos trabalhos de H. Grover (1946).

Fornecer valores comparáveis aos simuladores eletromagnéticos, e neste trabalho limita-se a geometrias simples (quadradas, retangulares), devido à complexidade de

aplicação, para situações que envolvam ângulos diferentes de 90° ou 0° entre lados de espiras.

A espiral retangular do indutor é dividida em seções e a auto-indutância destas é calculada e somada. Além de se considerar a auto-indutância de cada condutor reto, a indutância mútua, que pode ser positiva ou negativa, entre segmentos paralelos também precisa ser incluída no cálculo da indutância total.

A auto-indutância para um condutor reto é dada pela seguinte fórmula [7]:

$$L = 0,002l \left[ \ln \left( \frac{2l}{GMD} \right) - 1,25 + \frac{AMD}{l} + \left( \frac{\mu_r}{4} \right) T \right] \quad (2.8)$$

onde  $L$  é a auto indutância em  $\mu\text{H}$ ,  $l$  é o comprimento do indutor em cm,  $GMD$  e  $AMD$  representam as distâncias médias geométrica e aritmética respectivamente (da secção transversal do condutor),  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa do condutor e  $T$  é um fator de correção de efeito pelicular para altas frequências (a ser empregado para frequências elevadas, acima de 10 GHz, abaixo deste valor pode ser considerado igual à unidade, para filmes finos de metal).

A distância geométrica média entre dois condutores,  $GMD$ , é a distância entre dois filamentos imaginários infinitamente finos cuja indutância mútua seja igual à indutância mútua entre os dois condutores originais. No caso de uma secção quadrada, a  $GMD$  é igual a 0,44705 vezes o lado.

A distância aritmética média entre dois condutores, AMD, é a média de todas as distâncias entre os pontos de um condutor e os pontos do outro. Para um condutor singelo, a distância média aritmética é a média de todas as distâncias possíveis dentro da secção transversal.

Se for usada a camada de metal superior, considerando-o como um filme fino de secção transversal retangular, a equação 2.8 toma a seguinte forma [7]:

$$L = 0,002 l \left[ \ln \left( \frac{2l}{w+t} \right) + 0,50049 + \frac{w+t}{3l} \right] \quad (2.9)$$

onde  $w$  (espessura da trilha) e  $t$  (espessura do metal da trilha) são as dimensões (em cm) do retângulo da secção do indutor. O comprimento  $l$  de cada lado de espira é dado em cm.  $L$  é obtido em  $\mu\text{H}$ .

No caso do indutor retangular em espiral a indutância total é igual à soma da auto indutância de todos os seus segmentos mais as indutâncias mútuas, que são determinadas pela geometria e pela relação de fase das correntes entre os ramos paralelos (os ramos perpendiculares entre si não contribuem para as mútuas). Conforme a relação de fase seja  $0^\circ$  ou  $180^\circ$  as indutâncias mútuas somam-se ou se subtraem.

Então a indutância de um condutor pode ser expressa [7] como:

$$L = L_{self} \pm M \quad (2.10)$$

A indutância mútua entre dois condutores paralelos é uma função do comprimento dos condutores e da distância geométrica entre eles. Em geral:

$$M = 2lq \quad (2.11)$$

onde  $M$  é a indutância mútua em nH,  $l$  é o comprimento do condutor em metros e  $q$  é o parâmetro de indutância mútua, calculado da equação:

$$q = \ln \left[ \frac{l}{GMD} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{GMD^2}} \right] - \sqrt{1 + \frac{GMD^2}{l^2}} + \frac{GMD}{l} \quad (2.12)$$

e onde GMD, a distância geométrica média entre dois condutores é aproximadamente igual à distância entre os centros das trilhas do indutor. O valor exato de GMD é:

$$\ln GMD = \ln d - \left[ \frac{1}{12 \left( \frac{d}{w} \right)^2} + \frac{1}{60 \left( \frac{d}{w} \right)^2} + \frac{1}{168 \left( \frac{d}{w} \right)^2} + \frac{1}{360 \left( \frac{d}{w} \right)^2} + \frac{1}{660 \left( \frac{d}{w} \right)^2} + \dots \right] \quad (2.13)$$

onde  $d$  (em cm) é a distância que separa os condutores centro a centro e  $w$  (em cm) é a largura dos condutores.

Para dois condutores paralelos, com comprimentos  $j$  e  $m$ , como na figura 2.7, a indutância mútua total pode ser representada [8] por:

$$2M_{j,m} = (M_{m+p} + M_{m+q}) - (M_p + M_q) \quad (2.14)$$

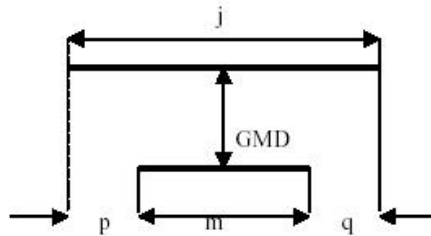


Fig. 2.7: Figura orientativa para cálculo de  $M$  entre dois condutores paralelos [3]

onde os termos individuais em  $M$  são calculados usando a equação 2.11 e os comprimentos correspondentes ao subscrito, que é:

$$M_{m+p} = 2l_{m+p} q_{m+p} = 2(m+p)q_{m+p} \quad (2.15)$$

Para exemplificar o emprego da formulação de Greenhouse, veja-se a montagem das equações para a seguinte espiral planar simples:

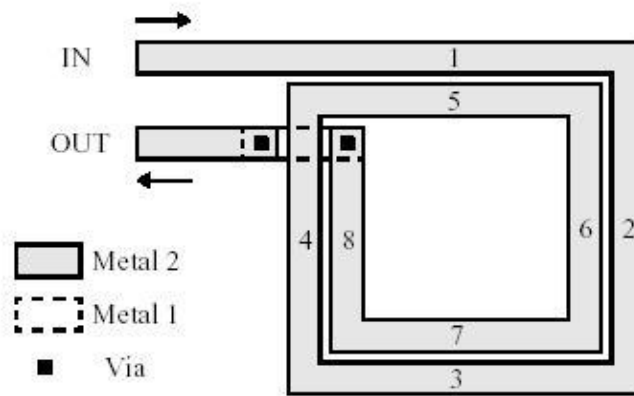


Fig. 2.8: Espiral simples para montagem da formulação de Greenhouse [7]

A indutância total da espiral é a soma das auto indutâncias de cada um dos segmentos de  $L_1$  a  $L_8$  a todas as indutâncias mútuas entre segmentos, o que é:

$$L_T = L_0 + M_1 - M_2 \quad (2.16)$$

onde  $L_0$  é a soma das auto indutâncias dos segmentos.  $M_1$  é a indutância mútua positiva total devida às correntes em fase,

$$M_1 = 2(M_{1,5} + M_{2,6} + M_{3,7} + M_{4,8}) \quad (2.17)$$

e  $M_2$  é a indutância mútua negativa devida à corrente fora de fase, que é:



$$M_2 = 2(M_{1,3} + M_{1,7} + M_{2,4} + M_{2,8} + M_{3,5} + M_{4,6} + M_{5,7} + M_{6,8}) \quad (2.18)$$

Como se pode ver, este método é bastante trabalhoso (para se fazer manualmente). Para um indutor de 4 voltas a indutância total é a soma de 16 termos de auto-indutâncias, 24 termos positivos de indutâncias mútuas e 32 termos negativos de indutâncias mútuas. A fig. 2.9 ilustra entre que espiras elas acontecem:

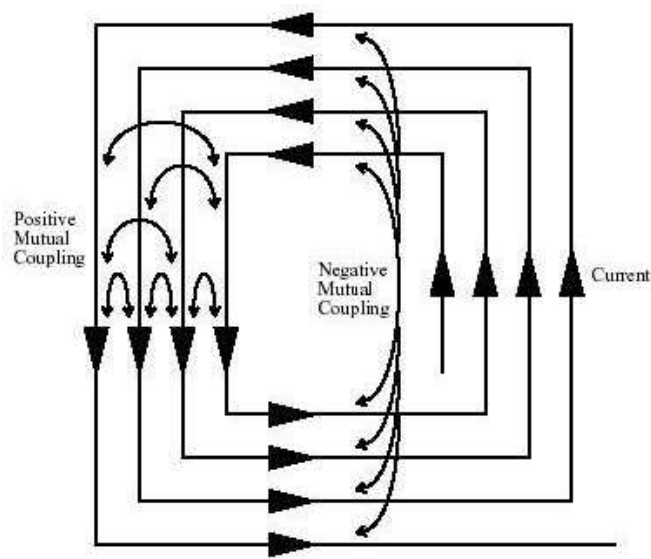


Fig. 2.9: Total de mútuas em um indutor planar simples [3]

Para ilustrar melhor a aplicação deste método foi adaptado um programa, originalmente proposto por T. H. Bui [8], executado em MatLab (produto registrado da MathWorks), que consta do anexo 12, para calcular os valores de L para um conjunto de 1375 indutores quadrados. A seguir estes valores foram empregados no cálculo das reatâncias das espirais metálicas dos indutores. Os gráficos que ajudam a visualizar os resultados e a compará-los também aos resultados obtidos pela simulação eletromagnética estão no capítulo 6 (item 6.5).

#### 2.4.4 Expressão para L Baseada na Aproximação da Placa de Corrente (Método de Mohan)

Neste modelo [5], obtém-se uma expressão simples e exata através da simplificação de substituir os lados da espiral por placas com densidades de corrente equivalentes. Por exemplo, quadrados podem ser substituídos por 4 placas trapezoidais. A figura 2.10 esclarece a técnica:

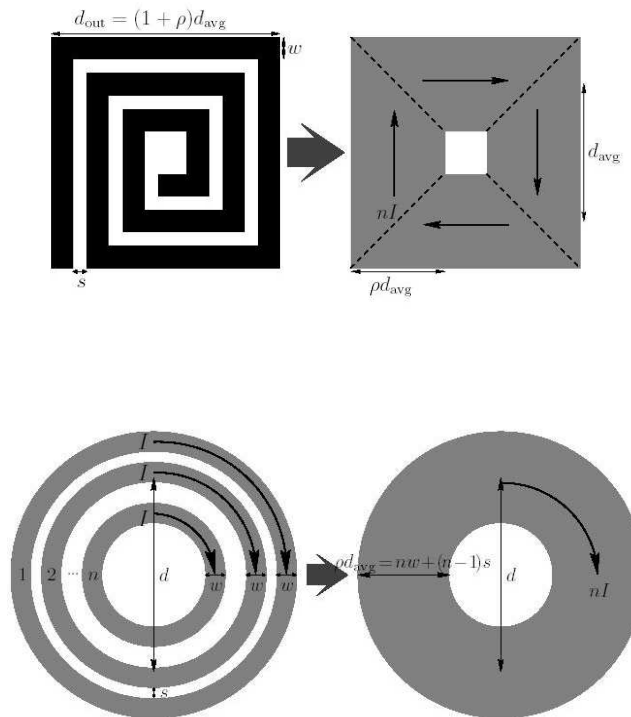


Figura 2.10: Ilustração do método das placas de corrente [5]

Placas de corrente em lados opostos são paralelas entre si, e placas de corrente adjacentes são ortogonais. Usando a simetria e o fato de que as correntes ortogonais têm indutância mútua nula, o cálculo da indutância está reduzido a avaliar a auto-indutância

de uma folha e a indutância mútua entre folhas distintas. Estas indutâncias mútuas e próprias são avaliadas usando os conceitos [5] de distância média geométrica (GMD), distância média aritmética (AMD) e distância média quadrática (AMSD). A expressão resultante, que fornece o valor de  $L$  em henries, é:

$$L_{GMD} = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} \left[ \ln \left( \frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 + c_4 \rho^2 \right] \quad (2.19)$$

Na equação acima,  $\mu$  é a permeabilidade magnética do meio (alumínio,  $1,000023\mu_0$ ) em H/m,  $\rho$  é a razão entre a largura da placa de corrente equivalente e seu comprimento médio,  $n$  é o número de espiras,  $d_{avg}$  é o comprimento médio das espiras (em m), e os coeficientes  $c$  dependem do formato e são mostrados na tabela 2.2. A exatidão desta expressão piora com o aumento da razão  $s/w$ , onde  $s$  é o espaçamento entre trilhas e  $w$  é a largura das trilhas. Um erro típico de 8 % é esperado quando  $s$  for próximo de  $3w$ . Entretanto, circuitos integrados típicos são construídos com  $s \leq w$ .

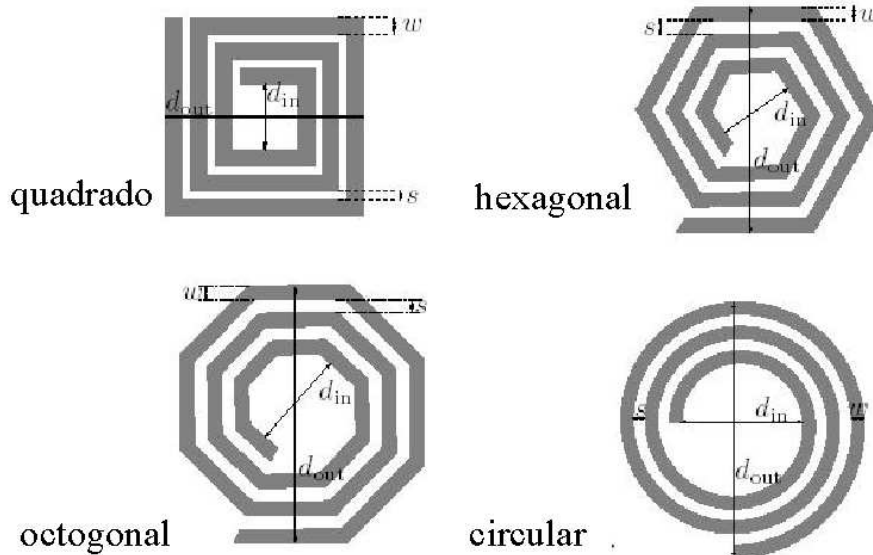


Fig. 2.11: Diversos formatos estudados para a aproximação por placas de corrente [5]

Tabela 2.2: Coeficientes para a expressão da placa de corrente [9]

Formato	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub>
Quadrado	1,27	2,07	0,18	0,13
Hexagonal	1,09	2,23	0,00	0,17
Octagonal	1,07	2,29	0,00	0,19
Circular	1,00	2,46	0,00	0,20

Os valores de indutância avaliados para um conjunto de 1375 indutores planares simples, quadrados, foram avaliados pela simples aplicação da equação 2.19. A seguir estes valores foram empregados no cálculo das reatâncias das espirais metálicas dos indutores. Os gráficos que ajudam a visualizar os resultados e a compará-los com aqueles obtidos por uma extensa simulação eletromagnética estão no capítulo 6, item 6.6.

#### 2.4.5 Expressão para L Baseada no Ajuste de Dados a Expressões Monômias

Trabalhos mais recentes [9], tomam como base um número de indutores muito grande e procuram deduzir (pelo método dos mínimos quadrados, por exemplo) quais seriam os coeficientes a serem aplicados às variáveis de projeto como diâmetro externo, diâmetro interno, diâmetro médio, largura do metal, e espaçamento entre espiras. Estas variáveis são reunidas numa equação própria para posterior processo de programação geométrica, que procura reduzir o problema do projeto a um problema de otimização convexa. A equação para fornecer  $L_{MON}$  em nH é a seguinte:

$$L_{MON} = \beta d_{out}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{avg}^{\alpha_3} n^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad (2.20)$$

Onde os coeficientes  $\beta$  e  $\alpha_i$  dependem do formato e são dados na tabela 2.3. A expressão é chamada monômia nas variáveis  $d_{out}$  (comprimento do lado externo em  $\mu\text{m}$ ),  $w$  (largura da trilha em  $\mu\text{m}$ ),  $d_{avg}$  (comprimento médio do lado em  $\mu\text{m}$ ),  $n$  (número de espiras) e  $s$  (espaçamento entre espiras em  $\mu\text{m}$ ). Os coeficientes são obtidos como descrito a seguir. Muda-se primeiro as variáveis, para em seguida usar os logaritmos das variáveis:  $x_1 = \log d_{out}$ ,  $x_2 = \log w$ ,  $x_3 = \log d_{avg}$ ,  $x_4 = \log n$ ,  $x_5 = \log s$ . Tomando o logaritmo da indutância, pode-se expressar a relação monômia como:

$$\log L = \alpha_0 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 + \alpha_5 x_5 \quad (2.21)$$

onde  $\alpha_0 = \log \beta$ .

Este é um modelo linear (mais constante) de  $y$  como função de  $x$ , e é facilmente ajustável por técnicas de regressão ou ajuste de dados. Para desenvolver o modelo [9] foi usado um ajuste simples de mínimos quadrados; escolhe-se  $\alpha_i$  para minimizar:

$$\sum_{k=1}^n \left( y^k - \alpha_0 - \alpha_1 x_1^k - \alpha_2 x_2^k - \alpha_3 x_3^k - \alpha_4 x_4^k - \alpha_5 x_5^k \right)^2 \quad (2.22)$$

onde a soma é sobre toda a família disponível de indutores. Também é possível usar técnicas mais sofisticadas de ajuste, por exemplo, uma que minimize o erro máximo do ajuste, ou uma em que os coeficientes devam satisfazer a determinadas desigualdades ou ser inferiores a certos limites.

Tabela 2.3: Coeficientes de expressões monômias para cálculo de indutância

Formato	$\beta$	$\alpha_1(d_{out})$	$\alpha_2(w)$	$\alpha_3(d_{avg})$	$\alpha_4(n)$	$\alpha_5(s)$
Quadrado	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
Hexagonal	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogonal	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Uma vez que a expressão  $L_{MON}$  seja desenvolvida a partir da biblioteca disponível de indutores, é importante verificar sua habilidade preditiva, verificando seu erro sobre dispositivos que não estavam originalmente na biblioteca.

Os valores de indutância obtidos por meio da expressão monômia 2.20 foram avaliados neste trabalho, pela simples aplicação nesta fórmula dos dados correspondentes a um conjunto de 1375 indutores quadrados planares simples. A seguir estes valores foram empregados nos cálculos das reatâncias das espirais metálicas dos indutores. Os gráficos que ajudam a visualizar os resultados e a compará-los aqueles obtidos por meio de uma extensa simulação eletromagnética estão no capítulo 6 (item 6.7).

A expressão monômia é muito útil desde que como outras expressões é finita e simples. Sua principal utilidade, entretanto, é que ela pode ser usada para o projeto ótimo de indutores e de circuitos contendo indutores usando programação geométrica, que é um tipo de problema de otimização que usa modelos monômios.

A figura 2.12 compara os resultados, para os valores de indutância, obtidos através dos métodos Wheeler modificado, placa de corrente e aproximação por função monômia. Sua interpretação é análoga à da figura 2.6, no item 2.4.1.

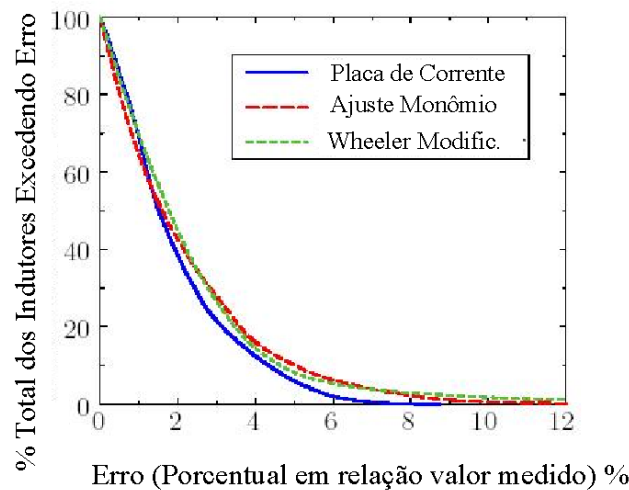


Fig. 2.12: Comparação entre métodos de avaliação da indutância [5]

## 2.5 Modelagem da Resistência Série

A resistência é uma medida da oposição oferecida por um condutor ao fluxo de corrente, sob a aplicação de uma determinada tensão. Uma vez que a corrente total é igual à densidade de corrente vezes a área (para materiais de resistividade uniforme), a resistência pode ser expressa [3] como:

$$R_F = \frac{V}{I_F} \quad (2.23)$$

A dependência da resistência com a frequência é devida à mudança na densidade de corrente, à medida que a frequência varia. A densidade de corrente em uma trilha é uniforme em corrente contínua. Porém, aumentando-se a frequência, a densidade de corrente torna-se não uniforme, devido à formação de correntes parasitas. O efeito da corrente parasita acontece em um condutor regido pela lei de Faraday, quando este é submetido a um campo magnético variável no tempo. As correntes parasitas manifestam-se através dos efeitos pelicular e de proximidade. De acordo com a lei de Lenz, os campos magnéticos produzidos pelas correntes parasitas opõem-se ao campo

magnético original. No caso do efeito pelicular, o campo magnético variável no tempo devido às correntes no condutor induz correntes parasitas no próprio condutor. O efeito de proximidade acontece quando o condutor está sob influência do campo variante no tempo, produzido por outro condutor adjacente. Neste último caso, as correntes parasitas são induzidas, esteja ou não o primeiro condutor conduzindo uma corrente alternada. Tipicamente é uma consequência do efeito de transformação. Se o primeiro condutor está carregando uma corrente alternada, então os efeitos pelicular e de proximidade reduzirão a corrente líquida no condutor e aumentarão a resistência do mesmo. A distribuição das correntes parasitas depende da geometria do condutor e de sua orientação (geométrica) com o campo magnético. O parâmetro mais crítico pertinente aos efeitos das correntes parasitas é a profundidade pelicular, que é definida [3] [7] como:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (2.24)$$

onde  $\rho$ ,  $\mu$  e  $f$  representam a resistividade em  $\Omega\cdot\text{m}$ , a permeabilidade em H/m e a frequência em Hz, respectivamente. A profundidade pelicular também é conhecida como profundidade de penetração, uma vez que descreve o grau de penetração dos fluxos elétrico e magnético em um condutor, a frequências elevadas. A severidade do efeito das correntes parasitas é determinada pela razão entre a profundidade pelicular e a espessura do condutor. O efeito das correntes parasitas é negligenciável somente se a profundidade de penetração é muito maior do que a espessura do condutor. Geralmente as correntes parasitas aumentam com a frequência e assim diminuem a profundidade pelicular. Uma vez que um condutor espiral é uma estrutura com muitos condutores, as correntes parasitas podem ser causadas tanto pelo efeito de proximidade como pelo efeito pelicular. Cabe verificar a importância relativa de cada efeito.



### 2.5.1 Investigação sobre a Importância da Geometria no Efeito de Proximidade

Devido à grande proximidade entre os segmentos de condutores em um condutor espiral, a corrente em cada segmento pode induzir correntes parasitas nos outros segmentos e causar um aumento de resistência. É relativamente difícil estudar analiticamente estes efeitos. Uma abordagem mais correta é a de estudá-los com o método dos elementos finitos, através de um programa de simulação eletromagnética.

Foram estudadas [3] por Yue et. al. duas configurações básicas, uma com 3 condutores no mesmo plano e outra com os 3 condutores empilhados (ver fig. 2.13). O espaçamento considerado entre os condutores foi de 2  $\mu\text{m}$ . Um plano aterrado de condutividade infinita foi considerado sob os condutores, a uma distância de 500  $\mu\text{m}$ . Os resultados desta simulação para condutores num mesmo plano indicam que o acoplamento magnético diminui sensivelmente com a distância (14 % entre a primeira e a segunda trilha e 35 % para os condutores entre a primeira e a terceira trilha) para os condutores no plano horizontal e o “acoplamento resistivo” nesta situação é menor do que 1 %. Por outro lado, na configuração com os três condutores empilhados o acoplamento magnético praticamente não diminui entre as trilhas e o “acoplamento resistivo” fica em torno de 25 % entre os condutores de qualquer trilha, acarretando um aumento médio de 50 % na resistência de cada trilha.

Pode-se entender que a denominação de “acoplamento resistivo”, empregada nesta referência [3] é apenas uma maneira simples de expressar o efeito de criação de correntes induzidas magneticamente, que dificultam a circulação da corrente total passante em um indutor.

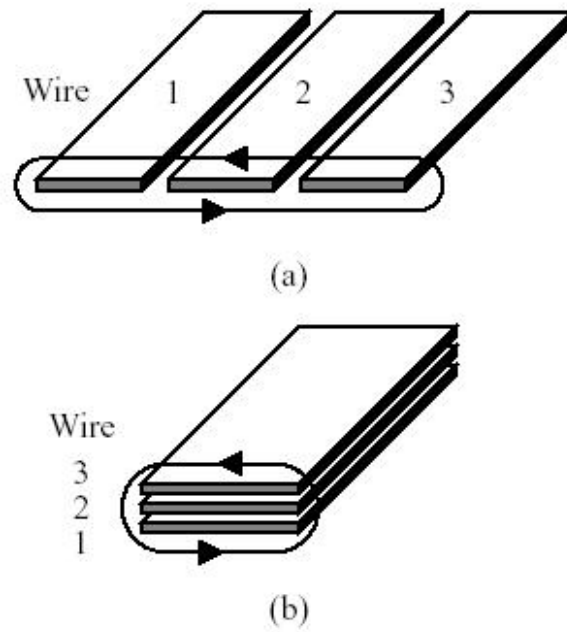


Fig. 2.13: Variação da Resistência e Indutância com a disposição das trilhas [3]. Na fig. 2.12 (a), tem-se menor resistência, devido ao menor acoplamento. Na fig. 2.12 (b), tem-se maior resistência, devido maior acoplamento

### 2.5.2 Investigação sobre o Efeito das Correntes Parasitas em Trilhas Adjacentes

Uma segunda manifestação interessante das correntes parasitas acontece nas próprias trilhas. A figura 2.14 mostra que a corrente variante no tempo  $I_{COIL}$  induz o campo magnético  $B_{IND}$ . Este campo magnético induz a corrente de Foucault,  $I_{EDDY}$ , principalmente nas espiras mais internas. A razão disto é que a maior parte do campo magnético está concentrada nas espiras mais internas. No lado interno das espiras internas a corrente de indutor e a corrente induzida fluem na mesma direção, conseqüentemente aumentam a intensidade de corrente. No lado externo das espiras, entretanto, elas estão em sentidos opostos. Em condições extremas, a corrente parasita poderia ser mais forte [10] e a corrente resultante poderia estar em sentido reverso (no lado externo da trilha). O efeito global do fenômeno é de aumentar a resistência das trilhas mais internas. O efeito torna-se mais adverso com o aumento da frequência. A saída está em fazer indutores ocos.

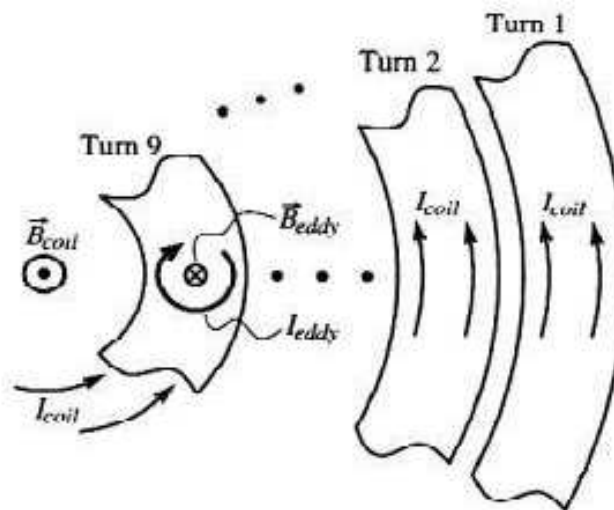


Fig. 2.14: Correntes parasitas nos condutores internos das espiras [10]

### 2.5.3 O Efeito Pelicular na Resistência

Considere-se para efeito de comparação uma linha de transmissão coaxial. Em frequências altas o fluxo de corrente é limitado à superfície exterior do condutor interno, enquanto a corrente de retorno é confinada à superfície interior do condutor externo. Isto é atribuído ao fato das correntes parasitas serem mais intensas no centro do condutor interno e próximo à superfície externa do condutor externo. Nestas regiões, conseqüentemente, a densidade de corrente é superior ao nível em corrente contínua (ver figura 2.15 (a)).

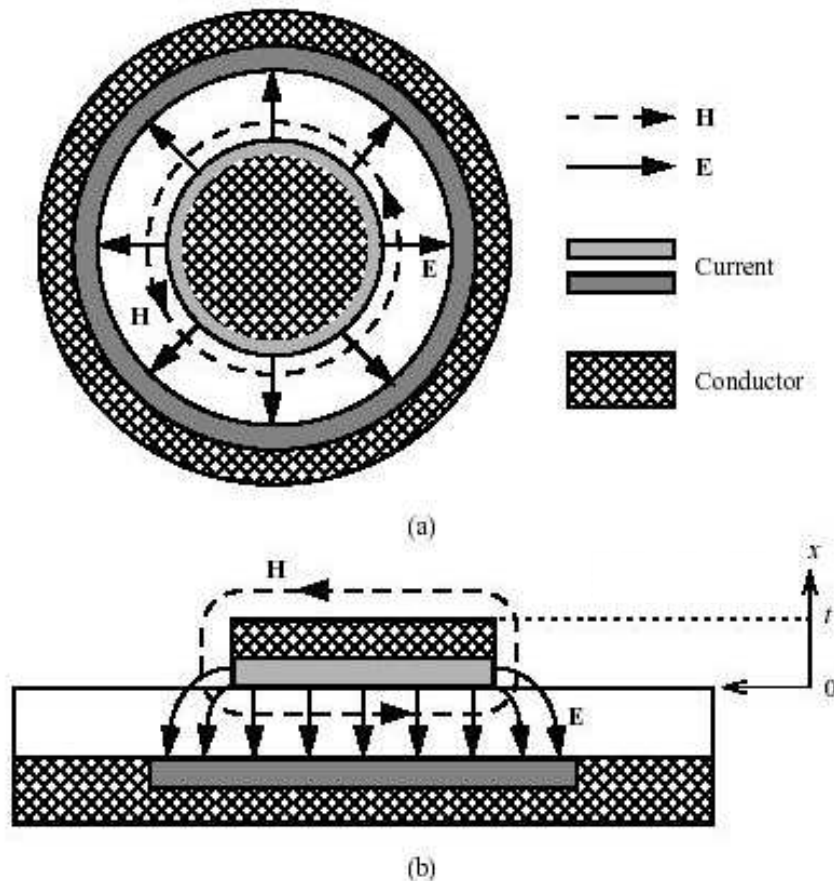


Fig. 2.15: Comparação da trilha com a linha de transmissão coaxial [3]

Para indutores espirais integrados, os segmentos de reta podem ser tratados como linhas de transmissão microscópicas (ver figura 2.15 (b)). Neste caso, a corrente de alta frequência concentra-se no fundo da trilha, o qual se encontra sobre o plano de terra [3].

A atenuação da densidade de corrente ( $J$  em  $A/m^2$ ) como uma função da distância da superfície do fundo está mostrada no gráfico da figura 2.16, como função da distância em relação a superfície do fundo e pode ser representada por:

$$J = J_0 e^{-x/\delta} \quad (2.25)$$

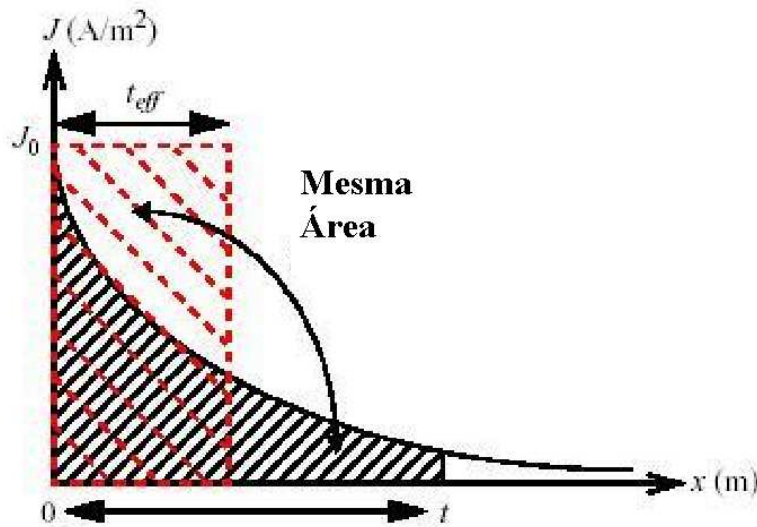


Fig. 2.16: Densidade de corrente contra a distância a partir da superfície [3]

Obtém-se a corrente total integrando-se o valor de  $J$  sobre a secção transversal .  
Uma vez que  $J$  somente varia na direção  $x$ ,  $I$  pode ser calculado como:

$$I = \int J dA \quad (2.26)$$

$$I = \int_0^t J_0 e^{-x/\delta} w dx \quad (2.27)$$

$$I = J_0 w t_{eff} \quad (2.28)$$

$$I = J_0 w \delta \left( 1 - e^{-t/\delta} \right) \quad (2.29)$$

onde  $t$  é a espessura da trilha. Uma espessura efetiva pode ser expressa como

$$t_{eff} = \delta \left( 1 - e^{-t/\delta} \right) \quad (2.30)$$

Substituindo a equação 2.28 na equação 2.23,  $R$  pode ser expresso como:

$$R = \frac{V}{J_0 w \delta \left( 1 - e^{-t/\delta} \right)} \quad (2.31)$$

Ainda, uma vez que:

$$V = E . l = \rho J_0 l \quad (2.32)$$

$$R = \frac{\rho l}{w \delta \left( 1 - e^{-t/\delta} \right)} \quad (2.33)$$

onde  $\rho$  e  $l$  representam a resistividade e o comprimento da trilha. À medida que  $\delta$  diminui com a frequência,  $R$  aumenta. Para calcular a resistência série de um indutor espiral a equação 2.33 é calculada com  $l$  sendo a soma de todos os segmentos do indutor.

## 2.6 A Capacitância entre Terminais

A capacitância entre terminais,  $C_s$ , modela o acoplamento capacitivo parasita entre os terminais de entrada e de saída do indutor. Esta capacitância permite ao sinal fluir diretamente entre os terminais de entrada e saída do indutor, sem passar pela espiral. Levando em consideração a estrutura física do indutor, ambos, o acoplamento entre espiras adjacentes e a sobreposição entre a espiral e o terminal de saída, contribuem para o valor de  $C_s$ . Entretanto, como as voltas adjacentes são quase equipotenciais, o efeito de acoplamento é considerado negligenciável. Este acoplamento também pode ser diminuído, aumentando-se o espaçamento entre as espiras. A capacitância de sobreposição é geralmente considerada mais importante, porque uma diferença de potencial maior existe entre os lados da espiral e o terminal de saída. Consequentemente têm sido levada em conta no modelo do indutor somente a capacitância de sobreposição [7], o que é igual a:

$$C_s = nw^2 \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox(m1-m2)}} \quad (2.34)$$

Onde  $n$  é o número de sobreposições,  $w$  é a largura da trilha espiral e  $t_{ox(m1-m2)}$  é a espessura do óxido entre a espiral e o terminal inferior.

As figuras a seguir procuram localizar sobre a estrutura do indutor integrado a distribuição destas capacitâncias (fig. 2.17). Também são mostrados os modelos distribuído e concentrado de parâmetros (fig. 2.18). Fazendo simulações [3] com os modelos, levando em conta o modelo distribuído e o modelo concentrado, verifica-se que na realidade a fórmula 2.34, originada da suposição da predominância das capacitâncias de sobreposição, com relação às de espiras adjacentes, só é válida até frequências da ordem de 5 GHz.

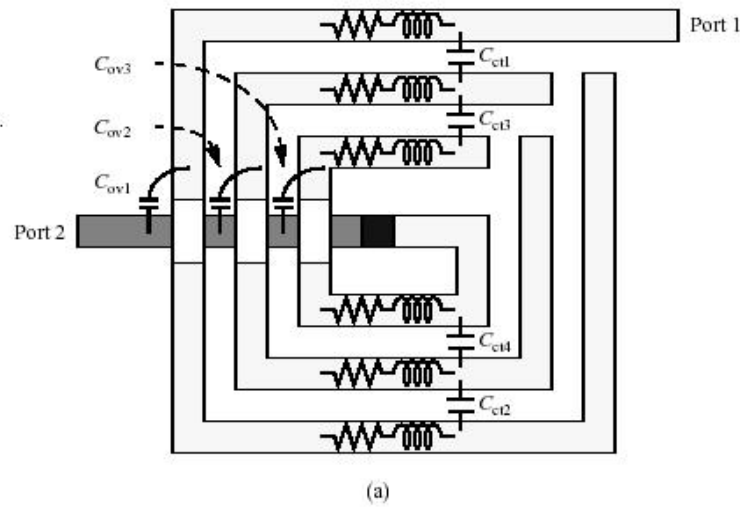


Fig. 2.17: Distribuição física dos elementos de circuito da espiral [3] (a falta de continuidade elétrica entre as trilhas é meramente um artifício gráfico para enfatizar que existem diferenças de potencial, mesmo que pequenas, entre elas)

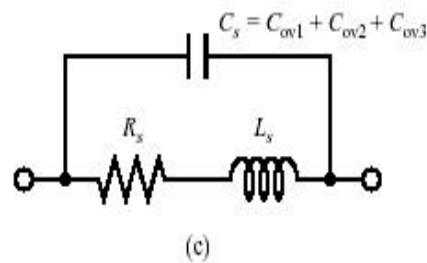
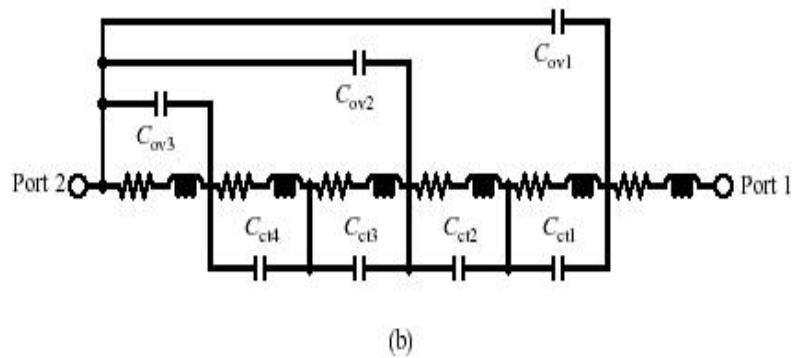


Fig. 2.18: Modelos de parâmetros distribuídos e concentrados da espiral [3]



## 2.7 A Modelagem das Características Parasitas do Substrato

Em geral as características de uma estrutura CMOS em microfita podem ser modeladas por uma rede de 3 elementos, composta de  $C_{ox}$ ,  $R_{Si}$ , e  $C_{Si}$ .  $C_{ox}$  representa a capacitância do óxido, enquanto  $R_{Si}$  e  $C_{Si}$  representam a resistência e a capacitância do substrato de silício respectivamente. A origem física de  $R_{Si}$  é a condutividade do silício que é predominantemente determinada pela concentração de portadores majoritários.  $C_{Si}$  modela os efeitos capacitivos de alta-frequência que ocorrem no semicondutor. Para indutores em espiral sobre silício, as dimensões laterais são tipicamente da ordem de algumas centenas de  $\mu\text{m}$  o que é normalmente muito maior do que a espessura da camada de óxido e é comparável à espessura do silício. Como resultado, a capacitância e resistência do substrato são aproximadamente proporcionais à área ocupada pelo indutor e podem ser estimadas [3] [7] em cada terminal por:

$$C_{OX} = \frac{1}{2} l w \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (2.35)$$

$$C_{Si} = \frac{1}{2} l w C_{SUB} \quad (2.36)$$

e

$$R_{Si} = \frac{2}{l w G_{SUB}} \quad (2.37)$$

Onde  $C_{SUB}$  e  $G_{SUB}$  são capacitância e condutância por unidade de área para o substrato de silício.  $\epsilon_{ox}$  e  $t_{ox}$  são a constante dielétrica e a espessura da camada de óxido entre o indutor e o substrato. A área da espiral é igual ao produto do comprimento da espiral,  $l$ , e espessura,  $w$ .  $C_{SUB}$  e  $G_{SUB}$  são funções da dopagem do substrato e são extraídas de medições.

## 2.8 Um Modelo Físico Abrangente

Combinando o valor da indutância com os valores dos elementos parasitas descritos, um modelo físico do indutor é montado [3], como na figura 2.19. Uma maneira mais interessante de modelar o indutor é também mostrada na figura 2.20. Este modelo (concentrado) mais compacto é interessante sob o ponto de vista de facilitar a extração de valores de elementos concentrados, através de medições de parâmetros S, e também de analisar os efeitos da variação de valores dos elementos concentrados sobre o fator de qualidade  $Q$ .

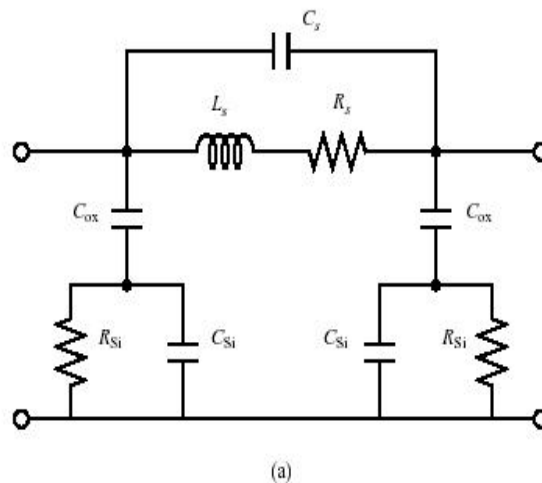


Fig. 2.19: Modelo de parâmetros concentrados da espiral, levando em conta o substrato [3]

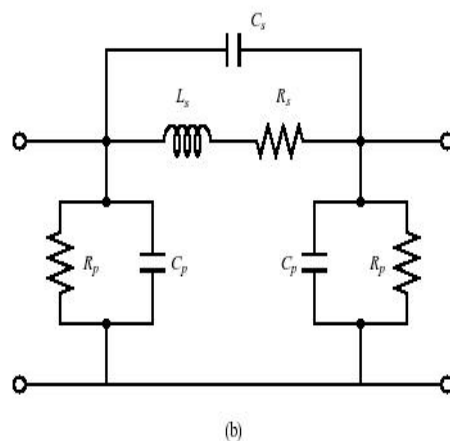


Fig. 2.20: Modelo concentrado equivalente, no que diz respeito ao substrato [3]

## 2.9 A Importância do Fator de Qualidade $Q$

O fator de qualidade é importante na caracterização de um circuito indutivo porque está diretamente relacionado com as indesejáveis perdas resistivas no substrato.

O fator  $Q$  é o principal determinante no ruído de fase e no consumo de potência de um oscilador. O indutor de um circuito LC é geralmente a parte mais crítica do projeto. O fator de qualidade do indutor prevalece na determinação do fator  $Q$  do circuito. Adicionalmente, a faixa de sintonia de um VCO é fortemente afetada pela frequência de ressonância do indutor. A frequência de ressonância é a frequência na qual as capacitâncias parasitas causam uma reatância de rede nula. Acima desta frequência, o indutor torna-se capacitivo.

Tradicionalmente indutores são implementados como componentes discretos localizados externamente à pastilha. Enquanto tais elementos podem ter um desempenho muito bom, também, por outro lado, é desejável eliminar tantos componentes discretos quantos for possível. Isto reduz a complexidade da placa e o número de componentes, o que leva a uma direta redução dos custos. Como uma alternativa para indutores externos, alguns equipamentos de rádio-frequência integrados

possuem circuitos que têm fios encurvados como indutores. Se, por um lado tais fios encurvados possuem um fator  $Q$  elevado (da ordem de 50) eles também sofrem de grandes variações no valor da indutância, uma vez que o dobramento de fios é um processo mecânico que não pode ser rigidamente controlado, como pode ser o processo fotolitográfico [1].

O estado da arte atual permite fabricar indutores planares em GaAs com fatores de qualidade  $Q$  da ordem de 10 a 20. A indutância de um indutor monolítico é definida somente por sua geometria. Isto correlaciona a capacidade de reproduzir os valores de indutância com a qualidade do processo fotolitográfico.

### 2.9.1 Definição do Fator de Qualidade

A eficiência de um indutor é medida por seu fator de qualidade, o qual é definido por:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia \_ Armazenada}}{\text{Energia \_ Perdida \_ em \_ um \_ Ciclo \_ de \_ Oscilação}} \quad (2.38)$$

Esta é a mesma equação que define o fator  $Q$  de um circuito tanque LC. A definição da equação 2.38 é fundamental no sentido em que se omite a especificação de qual elemento armazena e qual elemento dissipa energia. A distinção entre os  $Q$ 's de um indutor e de um circuito tanque LC reside na maneira em que se pretende que a energia seja armazenada. Para um indutor somente a energia armazenada sob a forma de um campo magnético é interessante. Qualquer energia armazenada em campo elétrico é indesejável. Daí  $Q$  ser proporcional à energia magnética líquida armazenada, a qual é igual à diferença entre as energias de pico elétrica e magnética. Um indutor está em auto-ressonância quando as energias de pico, elétrica e magnética são iguais. Consequentemente, nesta frequência,  $Q$  é igual a zero. Acima da frequência de

ressonância, torna-se desprezível a energia magnética líquida extraível de um indutor, por um circuito externo. Por outro lado, para um circuito tanque LC, a energia armazenada é a soma das energias magnética e elétrica médias. Uma vez que a energia total armazenada em um tanque LC ideal (sem perdas) é constante e oscila entre os campos elétrico e magnético, a energia total também é igual à energia máxima magnética, ou elétrica. A frequência do processo de oscilação é a frequência de ressonância do tanque, para a qual o  $Q$  é definido. Para um circuito tanque sem perdas,  $Q$  é infinito.

Para ilustrar bem a distinção entre os dois casos, considere-se um circuito simples RLC (primeiro modelando um indutor e depois modelando um tanque LC). As expressões para as energias e para a frequência ressonante  $\omega_0$  são:

$$E_{PICO\_MAGNÉTICA} = \frac{V_0^2}{2\omega^2 L} \quad (2.39)$$

$$E_{PICO\_ELÉTRICA} = \frac{V_0^2 C}{2} \quad (2.40)$$

$$E_{PERDA\_EM\_1\_CICLO\_OSCILAÇÃO} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{V_0^2}{2R} \quad (2.41)$$

$$E_{MEDIA\_MAGNÉTICA} = \frac{V_0^2}{4\omega^2 L} \quad (2.42)$$

$$E_{MÉDIA\_ELÉTRICA} = \frac{V_0^2 C}{4} \quad (2.43)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.44)$$

Onde  $V_0$  denota a tensão de pico através dos terminais do circuito. Tratando-se do modelo do indutor,  $C$  é considerado como sendo a capacitância parasita do indutor. De acordo com a definição do fator de qualidade  $Q$ , pode ser mostrado que:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia}_{\_Magnética\_de\_Pico} - \text{Energia}_{\_Elétrica\_de\_Pico}}{\text{Energia}_{\_Perdida\_em\_um\_Ciclo\_de\_Oscilação}} \quad (2.45)$$

$$Q = \frac{R}{\omega L} \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \quad (2.46)$$

A qual se anula em  $\omega = \omega_0$  e é menor do que zero acima de  $\omega_0$ . É válido lembrar que o mesmo resultado pode ser obtido usando-se a razão entre as partes real e imaginária da impedância do circuito. A impedância do circuito é indutiva abaixo de  $\omega_0$  e capacitiva acima de  $\omega_0$ .

Agora, para um modelo que represente o circuito tanque LC, o fator de qualidade  $Q$  pode ser expresso como:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia}_{\_Magnética\_Média} + \text{Energia}_{\_Elétrica\_Média}}{\text{Energia}_{\_Perdida\_em\_um\_Ciclo\_de\_Oscilação}} \quad (2.47)$$

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia \_ Magnética \_ de \_ Pico}}{\text{Energia \_ Perdida \_ em \_ um \_ Ciclo \_ de \_ Oscilação}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (2.48)$$

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia \_ Elétrica \_ de \_ Pico}}{\text{Energia \_ Perdida \_ em \_ um \_ Ciclo \_ de \_ Oscilação}} = \omega_0 RC = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (2.49)$$

Tanto a expressão do Q para o circuito do indutor, como a expressão do Q para o circuito tanque LC tem interesse específico. Por exemplo, ao se analisar a qualidade de um indutor como elemento singelo, a definição da equação 2.46 é a mais indicada. Quando se estuda a aplicação de um indutor num circuito tanque específico, a definição da equação 2.49 é a mais indicada.

### 2.9.2 Cálculo do Fator de Qualidade, Q, para o Modelo Disponível de Circuito do Indutor

Um indutor integrado é fisicamente um elemento com 3 portas (desde que se inclua o substrato). O modelo de uma porta mostrado na figura 2.21 contorna dificuldades de análise e ao mesmo tempo preserva as características principais do indutor [3].

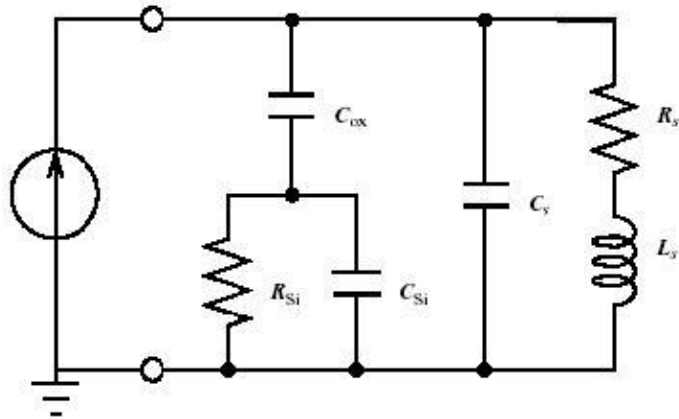


Fig. 2.21: Modelo de uma porta do indutor [3]

No modelo o ramo em série consiste de  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C_s$ .  $L_s$  representa a indutância da espiral que pode ser computada usando o método de Greenhouse (ou outros métodos).  $R_s$  é a resistência série do metal. Esta resistência representa as perdas de energia devidas ao efeito pelicular na estrutura da espiral, assim como também das correntes parasitas induzidas em qualquer meio condutivo próximo ao indutor. O ramo com a capacitância série  $C_s$  representa a capacitância devida às sobreposições entre os lados da espiral e o trecho de saída do terminal central da espiral. O efeito da capacitância entre as espiras propriamente ditas é pequeno porque as voltas adjacentes são praticamente equipotenciais. Por este motivo, geralmente é negligenciado. Por outro lado, existe uma diferença de potencial apreciável entre as espirais e a saída do terminal central. Existem outras características parasitas, representadas no ramo com os elementos série/paralelo  $C_{ox}$ ,  $C_{Si}$  e  $R_{Si}$ .  $C_{ox}$  representa a capacitância do óxido entre a espiral e o substrato. A capacitância do substrato de silício e sua resistência são modelados por  $C_{Si}$  e  $R_{Si}$  respectivamente. A perda ôhmica em  $R_{Si}$ , representa a dissipação de energia no substrato de silício.



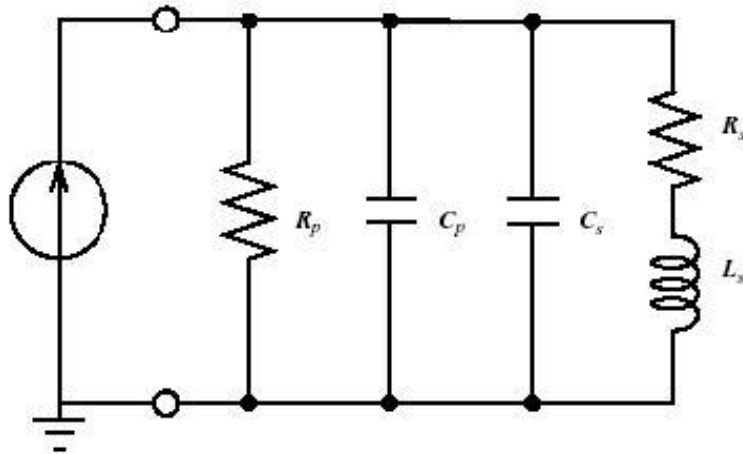


Fig. 2.22: Modelo de uma porta reduzido [3]

Na figura 2.22 a impedância combinada de  $C_{OX}$ ,  $C_{Si}$  e  $R_{Si}$  é substituída por  $R_p$  e  $C_p$ , que também são dependentes da frequência. Esta substituição justifica-se por dois motivos: facilita a análise do efeito de  $R_p$  sobre  $Q$  e na extração dos elementos parasitas paralelos dos parâmetros  $S$  medidos. Em termos de elementos de circuito, as energias podem ser expressas como:

$$E_{PICO\_MAGNÉTICA} = \frac{V_0^2 L_S}{2[(\omega_0 L_S)^2 + R_S^2]} \quad (2.50)$$

$$E_{PICO\_ELÉTRICA} = \frac{V_0^2 (C_S + C_P)}{2} \quad (2.51)$$

$$E_{PERDIDA\_EM\_UM\_CICLO\_DE\_OSCILAÇÃO} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{V_0^2}{2} \left[ \frac{1}{R_p} + \frac{R_S}{(\omega L_S)^2 + R_S^2} \right] \quad (2.52)$$

onde

$$R_P = \frac{1}{\omega^2 C_{OX}^2 R_{SI}} + \frac{R_{SI} (C_{OX} + C_{Si})^2}{C_{OX}^2} \quad (2.53)$$

e

$$C_P = C_{OX} \frac{1 + \omega^2 (C_{OX} + C_{Si}) C_{Si} R_{Si}^2}{1 + \omega^2 (C_{OX} + C_{Si})^2 R_{Si}^2} \quad (2.54)$$

e  $V_0$  representa a tensão de pico sobre os terminais do indutor. O fator de qualidade  $Q$  do circuito de 1 terminal pode ser derivado, substituindo as equações 2.50 a 2.54 em 2.46, ficando assim:

$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} \frac{R_P}{R_P + \left[ \left( \frac{\omega L_S}{R_S} \right)^2 + 1 \right] R_S} \left[ 1 - \frac{R_S^2 (C_S + C_P)}{L_S} - \omega^2 L_S (C_S + C_P) \right] \quad (2.55)$$

$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} \times \text{Fator\_de\_perdas\_substrato} \times \text{Fator\_de\_Auto\_Ressonância} \quad (2.56)$$

onde  $\omega L_S/R_S$  representa a energia magnética armazenada e a perda ôhmica na resistência série. O segundo termo da equação 2.55 é o fator de perda no substrato, representando a energia dissipada no substrato de silício. O último termo é o fator de auto-ressonância, descrevendo a redução do  $Q$  devido ao aumento da energia elétrica de pico com o aumento da frequência e a redução do  $Q$  a zero na frequência de

ressonância. Daí que a frequência de auto-ressonância pode ser determinada, igualando o último termo da equação a zero.

Na equação 2.55 também pode ser visto que o fator de perda no substrato se aproxima da unidade, à medida que  $R_P$  se aproximar de infinito. Em outras palavras, aumentando  $R_P$  pode-se reduzir a perda no substrato. Da equação 2.53, pode-se ver que  $R_P$  tende ao infinito quando  $R_{Si}$  tender tanto para zero, como para infinito. Esta é uma observação importante, porque traz a possibilidade de aumentar o  $Q$ , tanto por tornar o substrato um curto, como pela eliminação do substrato por meios abrasivos micro-mecânicos.

### **2.9.3 Implementação das Medidas de Melhoria do Fator de Qualidade**

Tecnologicamente falando, a eliminação do substrato não pode ser considerada um processo de fabricação regular, apesar de vir sendo considerada em muitos trabalhos. O processo de erosão do substrato dificulta o projeto de dispositivos comerciais com esta tecnologia.

Por outro lado, introduzir uma placa aterrada, antes do substrato, seja no nível do metal 1 ou na camada de polisilício (ver fig. 2.23), também traz desvantagens. Fisicamente o campo elétrico do indutor é interrompido, antes de atingir o substrato. Porém, de acordo com a lei de Lenz, forma-se uma corrente imagem nesta blindagem, que fluirá em uma direção oposta àquela da corrente que a originou, na espiral, resultando num acoplamento magnético negativo, o que reduz o campo e o valor da indutância.

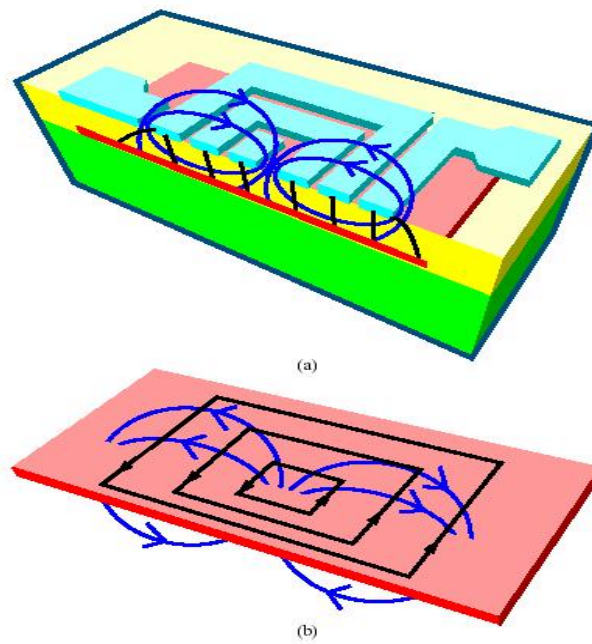


Fig. 2.23: Consequências da inserção da placa aterrada de polisilício [3]

Usando um modelo equivalente, pode-se tratar o indutor com a blindagem aterrada como um transformador. Assim está representado na figura 2.24. A corrente induzida no indutor secundário imporá uma força contra eletro-motriz no indutor primário. Este efeito pode ser calculado [3] adicionando-se uma impedância refletida  $Z_R$  em série com a impedância do circuito primário.  $Z_R$  pode ser expressa em termos da indutância,  $M$ , e da impedância em série do circuito secundário, como:

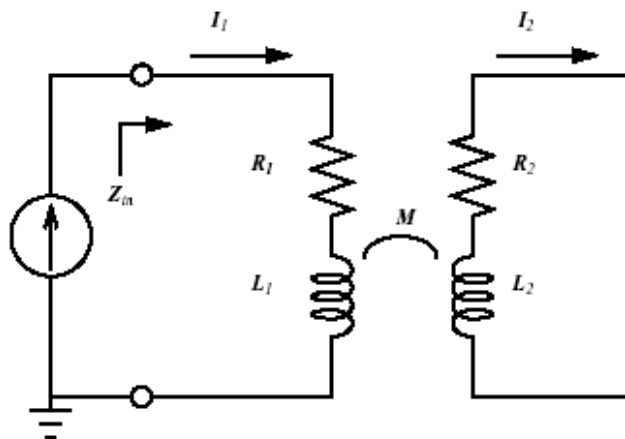


Fig. 2.24: Modelo da blindagem aterrada como transformador [7]

$$Z_R = \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad (2.57)$$

Conseqüentemente a impedância de entrada, vista pela fonte é:

$$Z_{IN} = R_1 + j\omega L_1 + Z_R \quad (2.58)$$

Pode-se verificar que a parte imaginária de  $Z_R$  é negativa, o que significa uma redução na indutância global. Também importante é o fato de que ocorre um aumento na resistência, devido à parte real de  $Z_R$  o que significa que uma perda adicional de energia está associada com a blindagem de aterramento. O efeito de  $Z_R$  diminui quando  $R_2$  se aproxima de infinito. Uma aproximação a este valor pode ser conseguida inserindo características próprias à blindagem de aterramento, que se oponham ao fluxo da corrente de imagem.

A solução técnica para aumentar a resistência à corrente de imagem foi a de fatiar a blindagem, como na figura 2.25, de maneira ortogonal ao percurso previsto da corrente. Os cortes devem ser estreitos, de modo a não permitir que o campo elétrico vertical flua para o substrato de silício inferior.

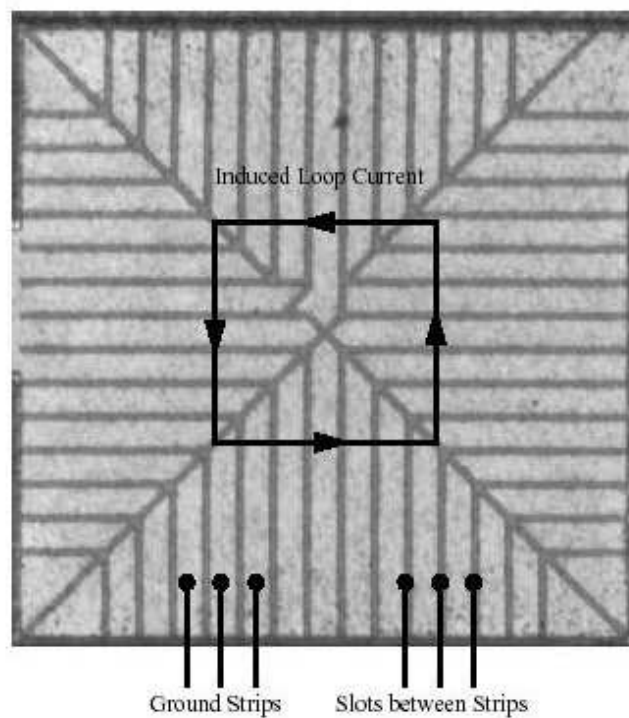


Fig. 2.25: Placa de blindagem aterrada e recortada [3] (as faixas claras compõem a placa de blindagem, condutora, seccionada nas faixas escuras para evitar correntes parasitas elevadas)

Com os cortes corroídos as faixas aterradas servem como terminação para o campo elétrico. As fatias aterradas devem ter um ponto comum ao redor da espiral. Porém, é importante que não formem um anel em volta da espiral, que possa servir como caminho para uma corrente de laço indesejável. Esta área agregada deve ser conectada à camada de metal superior, de modo a prover um caminho de baixa impedância para a terra. Deve-se fazer com que a resistência da blindagem seja bastante baixa, para evitar perdas. Normalmente ao comparar o valor da resistência estimada da blindagem com a reatância da capacitância do óxido, vê-se que a resistência da blindagem é muito menor do que esta última. Tipicamente o valor da reatância é da ordem de  $100\ \Omega$ , daí o valor da resistência da blindagem dever limitar-se a algumas unidades de ohm, no máximo [3].

Verifica-se [3] que quando o campo magnético passa através da blindagem segmentada e aterrada, sua intensidade é diminuída através do efeito pelicular. Isto causa uma diminuição do valor da indutância, pois o fluxo magnético é diminuído no espaço ocupado pela camada de blindagem. Para evitar esta atenuação, a blindagem deve ser bem menos espessa que a profundidade pelicular na frequência de interesse. Por exemplo a profundidade pelicular do alumínio em 2 GHz é de aproximadamente  $2\mu\text{m}$  o que é somente de 3 a 4 vezes a espessura típica da camada de metal 1. Isto significa que usando uma camada de metal 1 como blindagem, pode resultar uma diminuição no campo magnético e na indutância. A camada de polisilício é uma opção melhor para a blindagem de aterramento.

#### **2.9.4 A Questão da Dopagem do Substrato e a Redução das Correntes de Imagem (Parasitas)**

Como ficou evidente da discussão acima sobre o efeito das correntes parasitas, a seleção do tipo de substrato sobre o qual está a espiral tem enorme influência sobre o desempenho do indutor. Tipicamente a resistividade da camada epitaxial é de  $20\ \Omega\text{cm}$ , com uma espessura de aproximadamente  $13\ \mu\text{m}$ . Abaixo da camada epitaxial a resistividade baixa para  $0,02\ \Omega\text{cm}$ . Poderia surgir a dúvida, se uma resistividade tão baixa é necessária. A resposta é sim. A resistividade é baixa para reduzir o efeito de “latch-up” devido ao transistor (indesejado) bipolar que se forma nos circuitos CMOS, como pode ser visto na figura 2.26.

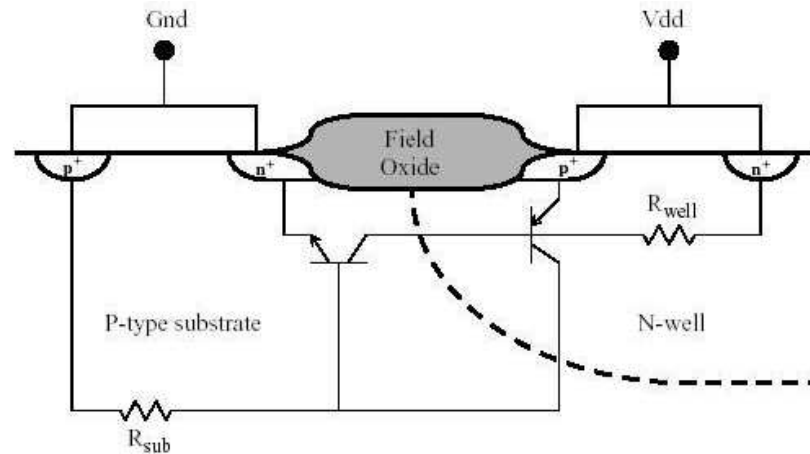


Fig. 2.26: fenômeno do “latch up” em circuitos CMOS [7]

O circuito equivalente da figura acima é mostrado na figura 2.27:

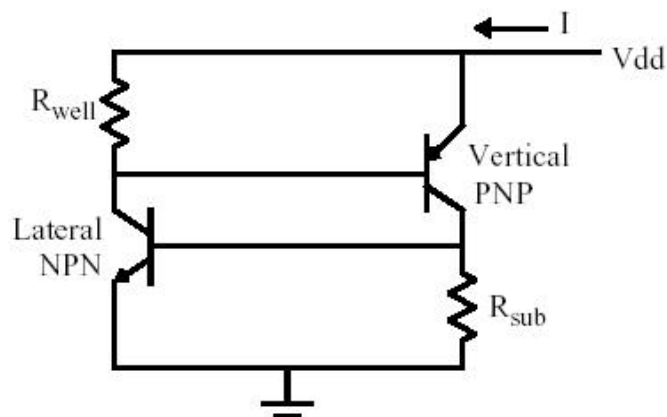


Fig. 2.27: Circuito de transistores bipolares gerado pelo fenômeno do “latch up” [7]

Quando o produto  $IR_{WELL}$  diminui, a diferença de potencial na entre a base e o emissor do transistor vertical PNP é maior do que  $V_{BE}$ . Isto liga o transistor vertical, o que por sua vez provoca a polarização do transistor lateral NPN mais intensamente, resultando num sistema de realimentação positiva. Para evitar o fenômeno de “latch up” os transistores parasitas bipolares devem ser desacoplados através do uso de um substrato altamente dopado, para reduzir o  $R_{SUB}$ .



## **Capítulo 3: Critérios de Projeto de Indutores com Base na Modelagem Física**

Neste capítulo procura-se estabelecer quais são os formatos e dimensionamentos usuais, que têm se revelado tecnicamente exequíveis para construir indutores integrados, justificados pelos aspectos físicos já discutidos e com base na literatura consultada.

### **3.1 Quanto ao Formato**

As espirais devem ser desenhadas com formato circular [10] [12], se possível. O formato circular apresenta um perímetro maior que outros tipos de geometrias, inscritas no mesmo raio. De fato, sob este ponto de vista, aumentar os lados de uma espiral, de maneira a que tendam ao infinito, causa um aumento da resistência. Porém a indutância aumenta, devido ao aumento do perímetro. Conseqüentemente o fator de qualidade  $Q$  aumenta, porque a indutância aumenta mais rapidamente do que a resistência.

Um ponto negativo, no que diz respeito à facilidade de projetar indutores é que, para espirais com formato que tenda ao circular o tempo de processamento dos casos de simulação eletromagnética aumenta muito. Mesmo a avaliação por métodos analíticos clássicos, como o de Greenhouse, fica mais lenta.

### **3.2 Quanto ao Emprego de Múltiplas Camadas**

Reduzindo-se a resistência por unidade de comprimento do traçado do indutor, aumenta-se o fator de qualidade  $Q$  [10] [12]. Isto pode ser conseguido, usando-se uma trilha mais espessa. No processo CMOS convencional, a espessura das trilhas pode ser aumentada, colocando-se em paralelo metais de múltiplas camadas. A resistência

diminui proporcionalmente ao número de camadas colocadas em paralelo desta forma e o fator de qualidade aumenta. O número de camadas de metal usadas para fazer a espiral depende do processo CMOS. Recomenda-se não utilizar a camada de metal mais próxima do substrato [10], pois isto reduz a frequência de ressonância, devido ao aumento da capacitância parasita ao substrato. Verificou-se [10] que para projetos em que se pretenda trabalhar abaixo de 2,4 GHz, deve-se usar também esta camada mais próxima ao substrato, porque a redução de resistência é mais significativa do que a redução da frequência ressonante.

Resultados de simulações eletromagnéticas [2] indicam que a diminuição de resistência conseguida com o emprego de camadas de metal em paralelo deixa de ser significativa, para mais do que 3 camadas. As razões para este comportamento podem ser compreendidas, com base no “acoplamento resistivo” para estruturas empilhadas, discutido no item 2.5.1.

### **3.3 Quanto à Área Ocupada na Espiral do Indutor**

Devido à geração de correntes parasitas em frequências elevadas, as espiras internas do indutor adquirem uma grande resistência e sua contribuição para o valor da indutância é mínima. O fator de qualidade  $Q$  global é reduzido. Por isso é vantajoso usar um indutor oco [10] [11] [12]. A análise de muitos indutores, através de programas de simulação [10] leva ao critério de que um raio interno ideal deve estar entre 25 a 40 % do raio externo.

### **3.4 Quanto à Largura do Metal e ao Espaçamento entre Trilhas**

Os traços da espiral devem ser tão largos quanto possível, até que o efeito pelicular comece a tornar-se significativo. O aumento da largura do metal resulta num aumento do fator de qualidade  $Q$ , porque a resistência do indutor diminui e a indutância

permanece a mesma [10] [12]. Entretanto, quando a largura do metal é de aproximadamente 15  $\mu\text{m}$  [10], o efeito pelicular aparece nos traços do metal, aumentando a resistência do indutor. Um bom projeto fixa a largura das trilhas entre 9 e 16  $\mu\text{m}$ , tanto para dispositivos feitos com alumínio como de cobre, nas frequências até 15 GHz [12]. Os dispositivos com trilha de cobre possuem fatores Q de 1,1 a 2,0 vezes maiores que os de alumínio [12].

O espaçamento entre linhas de metal deve ser o menor possível. O aumento do espaçamento diminui a indutância total, devido à redução de indutância mútua. Também aumenta a resistência em série e a área total. Dependendo da tecnologia CMOS o mínimo espaçamento entre trilhas pode ser de 1,5  $\mu\text{m}$ . Para esta distância, a capacitância entre trilhas é de aproximadamente 0,05 fF/ $\mu\text{m}^2$ , de modo que a capacitância entre trilhas pode ser ignorada. Se o espaçamento for aumentado, o Q irá aumentar levemente e o valor da indutância irá decrescer. Simulações [10] comprovam que de um modo geral o fator de qualidade Q aumenta levemente com o aumento do espaçamento e muito com a largura das trilhas.

### **3.5 Quanto ao Raio Circunscrito à Espiral**

O raio da espiral é um parâmetro de difícil seleção. À medida que o raio cresce, aumenta também a área compartilhada entre a espiral e o substrato, o que eleva a capacitância parasita entre o substrato e a espiral. Conseqüentemente o raio deve ser escolhido de modo que a frequência de operação da espiral não esteja próxima da frequência de ressonância. Segundo alguns pesquisadores [10], um bom projeto deve ter raio menor do que 100  $\mu\text{m}$ . Acima deste valor a capacitância parasita entre a espiral e o substrato e, também, as correntes induzidas tornam-se muito altas, degradando o fator de qualidade Q.

### 3.6 Considerações Finais de Projeto

O problema de projetar o indutor integrado de melhor fator de qualidade  $Q$  é extremamente complexo pois depende de muitos parâmetros que são interdependentes [13]. Não parece possível resolver este problema de maneira total, analiticamente.

A evolução dos componentes passivos em CI's depende de dois fatores: avanços nos processos CMOS e da evolução de ferramentas específicas que permitam avaliar as diversas perdas. Avanços têm sido obtidos nas duas frentes.

- Alguns processos BiCMOS e até CMOS hoje já oferecem substratos levemente dopados. Tradicionalmente os substratos CMOS eram fortemente dopados ( $10 \text{ m}\Omega\cdot\text{cm}$ ) para evitar o fenômeno do “latch-up” e os dispositivos ativos eram fabricados em uma camada epitaxial levemente dopada (usualmente uma camada p sobre um substrato p+). Entretanto, hoje, a tendência é de eliminar a camada epitaxial e usar um substrato levemente dopado (aproximadamente  $15 \text{ }\Omega\cdot\text{cm}$ ), acompanhado por ilhas duplas ou triplas. Também é relativamente comum adicionar-se uma camada de metal mais espessa do que o normal à camada superior de metal de um sistema de muitos níveis de metal. O metal mais espesso ajuda a diminuir a perda ôhmica nas trilhas.
- Softwares específicos para cálculo de indutores têm sido desenvolvidos, visando substituir o emprego dos simuladores eletromagnéticos genéricos tridimensionais, de resposta lenta e manuseio pouco apropriado em ambiente de projeto. Exemplos notáveis são os softwares ASITIC (“Analysis and Simulation of Inductors and Transformers for Integrated Circuits”) [2] e SISP (“Spiral Inductor Simulation Program”) [14].

Por outro lado, a solução de otimização, principalmente através da programação geométrica, parece se adequar como resposta ao projeto de integração de elementos ativos e passivos em circuitos monolíticos para macro-funções específicas, tais como LNA's, VCO's e filtros [9].

Observa-se, na maioria das ferramentas de projeto disponíveis publicamente, a tendência a empregar os conceitos gerais e formulação genérica expostos neste trabalho para propor um modelo de indutor. Os parâmetros de indutância e fator de qualidade são obtidos previamente em um processo de otimização, de acordo com a função do circuito onde esteja o indutor. O indutor pode ter seu formato traduzido para o modelador (um sistema CAD, “computer aided design”) e ter então seu desempenho verificado por um software específico (embutido na ferramenta de CAD) para cálculo de indutores ou mesmo por um simulador eletromagnético genérico.

## **Capítulo 4: Desenvolvimento de Projeto de Indutores por Seleção em Banco de Dados Obtido Segundo uma Abordagem Prática Usando Recursos Facilmente Disponíveis**

O objetivo deste capítulo é realçar o aspecto da variação da reatância com a frequência e justificar que a simulação eletromagnética é um método que permite avaliar precisamente esta variação e que pode ser justificado como ferramenta de projeto, uma vez aplicado de maneira ordenada e sistemática, com o auxílio de ferramentas automáticas de geração, coleta e manipulação dos extensos dados por ela gerados, para que possa ser abrangida uma faixa ampla de possibilidades de projeto, que possa ser armazenada em um banco de dados e posteriormente consultada de maneira automática, seguindo critérios de seleção.

### **4.1 Problema: A Questão da Variação da Reatância com a Frequência**

A aplicação da formulação da indutância apresentada no capítulo 2, aplicada ao cálculo da reatância de indutores integrados, demonstra concordância razoável com os valores medidos em baixas frequências. Entretanto para valores de frequências mais elevadas (de 1 a 10 GHz) os resultados tendem a ser duvidosos.

Intuitivamente a reatância indutiva deveria decrescer como uma função da frequência, pois em frequências mais altas a indutância interna diminui uma vez que o campo magnético é impedido de penetrar no volume dos condutores, reduzindo a indutância a seu limite mínimo. Mas, quando se observa os parâmetros “pi” verifica-se que a reatância indutiva normalizada (dividida por  $j\omega$ ) também pode aumentar (ver figura 4.1) próximo da frequência de ressonância, antes de trocar de sinal, ao cruzar esta frequência.

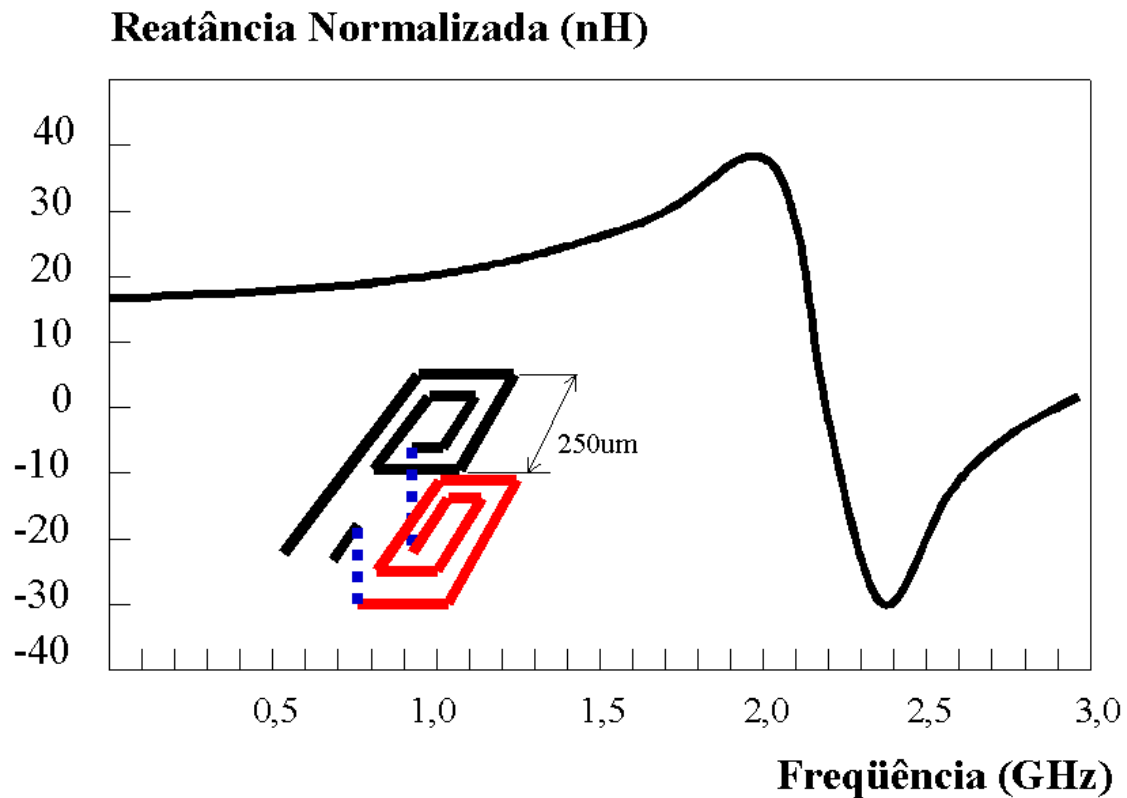


Fig.4.1: Variação da reatância normalizada com a frequência [14]

Este efeito é causado pela capacitância em paralelo com o indutor. Esta capacitância tem duas componentes: uma capacitância de acoplamento, de fator de qualidade  $Q$  elevado, pelo ar ( $C_s$ ) e óxido ( $C_{ox}$ ), e uma capacitância de acoplamento de fator de qualidade  $Q$  baixo, pelo substrato ( $C_{Si}$ ). Esta capacitância eventualmente entra em ressonância com a indutância e assim, após a frequência de auto-ressonância, a reatância torna-se negativa (capacitiva). Antes da auto ressonância, porém, a reatância da estrutura atinge um pico e próximo da auto-ressonância a parte imaginária da reatância dividida pela frequência (a indutância) é maior do que o valor obtido bem abaixo desta frequência. Este efeito não ocorreria se não houvesse o acoplamento com alto fator de qualidade no capacitor em paralelo ( $C_s$ ) com o indutor ( $L_s$ ) [15]. Outro motivo físico desta discrepância é a aglutinação das correntes, devido ao efeito pelicular, o que afeta tanto as indutâncias próprias, como as indutâncias mútuas. A falta de confiança no valor exato dos parâmetros do circuito torna impossível o projeto fidedigno de tal dispositivo. Como contornar este problema de maneira satisfatória?

Sob o ponto de vista da confiabilidade de projeto, não há dúvida que o indutor escolhido deve ser sempre simulado eletromagneticamente, de maneira confiável, antes de comprometer um circuito integrado com o seu projeto. Levantou-se então a questão: por que não simular a maior parte dos indutores que possam ser criados em um circuito integrado para se obter uma “biblioteca” de anteprojetos pela qual seja possível selecionar um modelo de indutor bem próximo do que desejamos? Inclusive alguns trabalhos recentes já de natureza comercial [4] [14] dão a entender que lançam mão deste recurso.

Esta abordagem exige pelos menos três ferramentas:

A primeira é uma ferramenta de simulação eletromagnética, de preferência já disponível e consagrada no meio acadêmico ou comercial, que seja de fácil utilização nos aspectos de especificação de geometrias, tecnologias e condições de simulação (frequências). Como o número de indutores a simular é muito grande, esta ferramenta deverá poder ser utilizada no modo de processamento em lote. Parte da nossa tarefa foi selecionar este simulador. O simulador selecionado foi o ASITIC [2] e os motivos desta seleção estão descritos no item 4.2.

A segunda é uma ferramenta de interface do usuário com o simulador e do simulador com o banco de dados. Programas específicos, que gerem arquivos em lote de entrada para o simulador, baseados em critérios de seleção simples e que também interpretem a saída do simulador, adequando-a a um formato que possa ser reconhecido por um programa gerenciador de bancos de dados relacionais, de preferência também já conhecido e consagrado no mercado. Desenvolvemos esta ferramenta em Visual Basic 6.0 (produto registrado da Microsoft), devido à facilidade de programação [16] [17].



A terceira ferramenta é um software de banco de dados, de uso consagrado, que permita a execução de consultas e seleção de registros (“queries”) segundo condições pré-especificadas. Por exemplo, deve permitir uma consulta do tipo: quais são os registros para os quais a indutância varia entre 6,0 nH e 6,1nH, para indutores de diâmetro externo circunscrito menor ou igual a 150  $\mu\text{m}$ , e com fator de qualidade maior do que 3,5? Escolheu-se o ACCESS (produto registrado da Microsoft) [18].

## **4.2 Escolha de um Simulador Eletromagnético Adequado**

O simulador escolhido deverá ter facilidade para processamento de casos de simulação em lote, além de fundamentação teórica adequada, que garanta o resultado da simulação. Deverá também ser versátil, para admitir diversas arquiteturas de indutores.

### **4.2.1 Análise Quanto ao aspecto da Qualidade da Simulação Eletromagnética**

Concluiu-se que deveria ser criada uma ferramenta de projeto auxiliado por um simulador que fornecesse resultados que levem em conta o efeito pelicular sobre a distribuição de correntes e a conseqüente variação de indutância. O simulador escolhido deve ser tal que permita a fácil transição entre a descrição geométrica do circuito e o modelo elétrico correspondente. Também deve admitir a fácil descrição da tecnologia de integração CMOS para que, juntamente com a geometria, os parâmetros físicos determinem os parâmetros de circuito. Tendo em vista o grande número de variáveis que influencia no resultado final, a ferramenta de projeto deve permitir que sejam executadas múltiplas simulações.

A simples descrição acima já exclui algumas ferramentas poderosas, porém de manuseio pouco prático. Veja-se o exemplo dos simuladores genéricos através de

elementos finitos, como o GID, software produzido pelo Centro Internacional de Métodos Numéricos em Engenharia [19]. A inserção de cada indutor a ser testado é extremamente trabalhosa, devido à necessidade de se definir manualmente a divisão geométrica do volume que contém o indutor a ser testado, além de haver a necessidade de particularizar as propriedades dos materiais de todas as subregiões definidas.

Os simuladores específicos já existentes para indutores na Internet tornaram-se então uma opção a ser analisada. O simulador ASITIC [2], em particular, é bem interessante. Este simulador converte as equações de Maxwell em um sistema linear de equações com a ajuda das funções de Green, que pode ser resolvido numericamente usando a eliminação de Gauss [2]. A transição de uma descrição geométrica e física em uma frequência dada abrange três passos. Primeiramente matrizes de indutância e capacitância são construídas (os elementos das matrizes são computados de integrações de volume/superfície da função de Green subjacente). No próximo passo, a matriz de indutâncias e capacitâncias é montada em um grande sistema de equações, obtido invocando-se as leis de Kirchhoff e de conservação da carga, que são as análogas elétricas das equações de Maxwell. Por último o sistema de equações montado é resolvido.

Para particularizar melhor, considere-se um conjunto de condutores interconectados, de modo a formar uma espiral quadrada. Primeiramente o programa secciona este indutor em  $N$  segmentos menores. O comprimento máximo de cada segmento é dado por  $L_{MAX} = \alpha\lambda$  onde  $\lambda$  é o comprimento de onda do modo de propagação quase-TEM na frequência de interesse e  $\alpha$  é um número pequeno. A seguir o programa calcula a matriz de capacitância e para isto fraciona os  $N$  segmentos em painéis de carga constante. Cada segmento é ainda subdividido por sua largura e espessura, se estas excederem  $t_{MAX} = \beta\delta$ , onde  $\beta < 1$  e  $\delta$  é a profundidade pelicular. A matriz de impedância complexa é computada para este sistema de condutores, usando a função de Green. A parte real desta matriz representa as perdas eletricamente induzidas

no substrato e a parte imaginária representa o acoplamento capacitivo através de ar, óxido ou substrato. Um procedimento similar é seguido para a matriz de indutância parcial, exceto por um detalhe: os segmentos são partidos em dois grupos. O primeiro grupo representa segmentos onde a direção da corrente é conhecida aproximadamente, tal como nos segmentos da espiral; o segundo grupo representa segmentos onde a direção da corrente não é conhecida com antecedência, tal qual como num condutor vizinho aterrado. Esta divisão é importante porque o primeiro grupo é bem mais representativo e o conhecimento da direção da corrente simplifica os cálculos e reduz a formulação para apenas uma dimensão. Por outro lado, em segmentos como cantos ou anéis de aterramento, haverá corrente fluindo em modos não previsíveis, especialmente em altas frequências, e uma formulação bidimensional é usada, em duas direções ortogonais, para se obter as direções das correntes.

As matrizes de capacitância e de indutância são então comprimidas, usando-se a lei das correntes de Kirchhoff e a lei da conservação das cargas. Este passo reduz o tamanho das matrizes a um tamanho de  $N \times N$ . A matriz de indutância é complexa, com componentes reais representando as correntes induzidas nos condutores e no substrato, e componentes imaginários representando as indutâncias própria e mútua, que se somam ainda às indutâncias refletidas pelas correntes parasitas do substrato.

Finalmente a ligação (topologia) dos segmentos é levada em conta e o uso das leis de Kirchhoff das correntes e tensões fornece relações de dois terminais para o dispositivo. A figura a seguir ilustra o processamento básico do indutor pelo ASITIC.

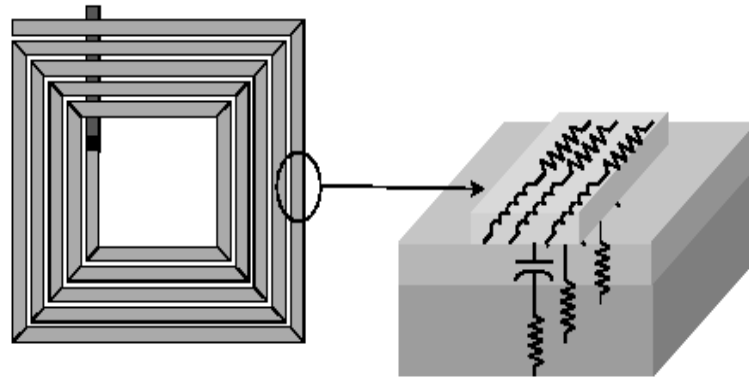


Fig. 4.2: Fracionamento Geométrico do Indutor pelo Asitic [2]

#### 4.2.2 Análise Quanto ao Aspecto da Descrição da Tecnologia Específica de Fabricação para o Simulador

A tecnologia de fabricação limita o projeto do indutor que se pode fabricar. Para a execução deste trabalho e foram disponibilizadas as regras de projeto para circuitos CMOS de tecnologia de  $0,35\ \mu\text{m}$  da Austria Mikro Systeme International AG [20]. O ASITIC permitiu facilmente a inserção das regras de projeto deste fabricante através da simples edição de um arquivo básico de tecnologia (anexo 4). Este arquivo contém parâmetros específicos do processo como espessuras e resistências laminares de camadas. A tecnologia da Austria Mikro Systeme permitiu a especificação de um arquivo com 3 camadas metalizadas. Isto limitou as possibilidades de projeto dos indutores às seguintes:

- Indutores planares simples;
- Indutores biplanares, com as espiras em paralelo;
- Indutores biplanares, com as espiras em série.

As figuras tridimensionais (fig. 4.3 a fig. 4.5) permitem a visualização das geometrias básicas, para os indutores quadrados planares simples, quadrados biplanares paralelos e quadrados biplanares série. Nas figuras são mostrados apenas formatos quadrados. Porém, as ferramentas de programação criadas (ver anexos 1 e 2) permitem a criação de arquivos de casos com indutores quadrados, hexagonais, octogonais e até com 16 lados.

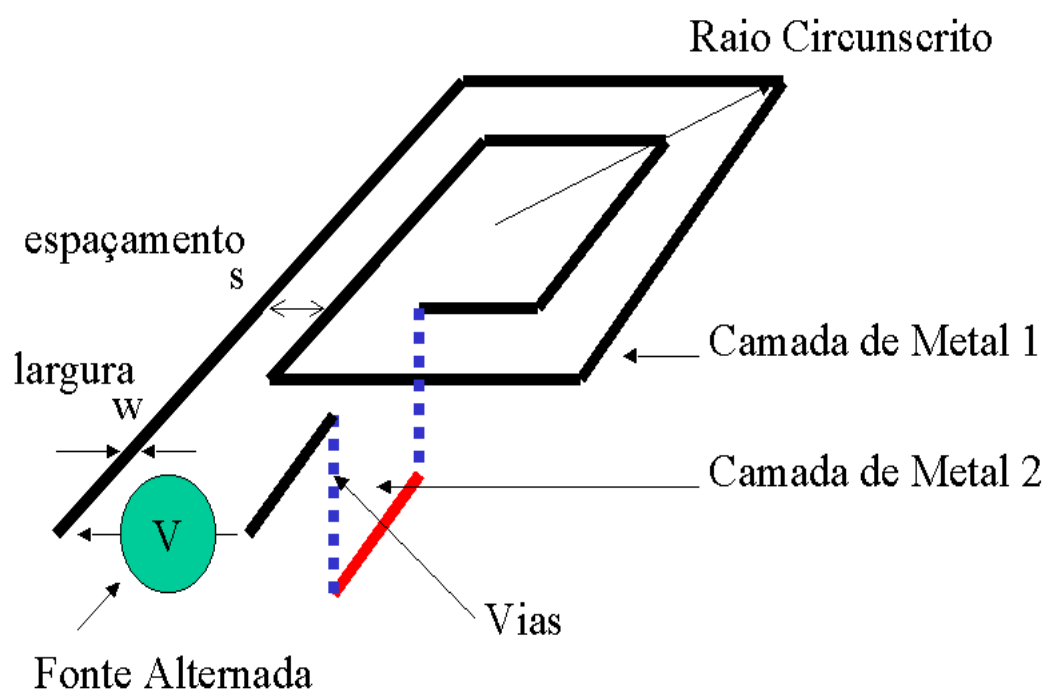


Fig. 4.3: Indutor planar simples 4 lados, 2 espiras

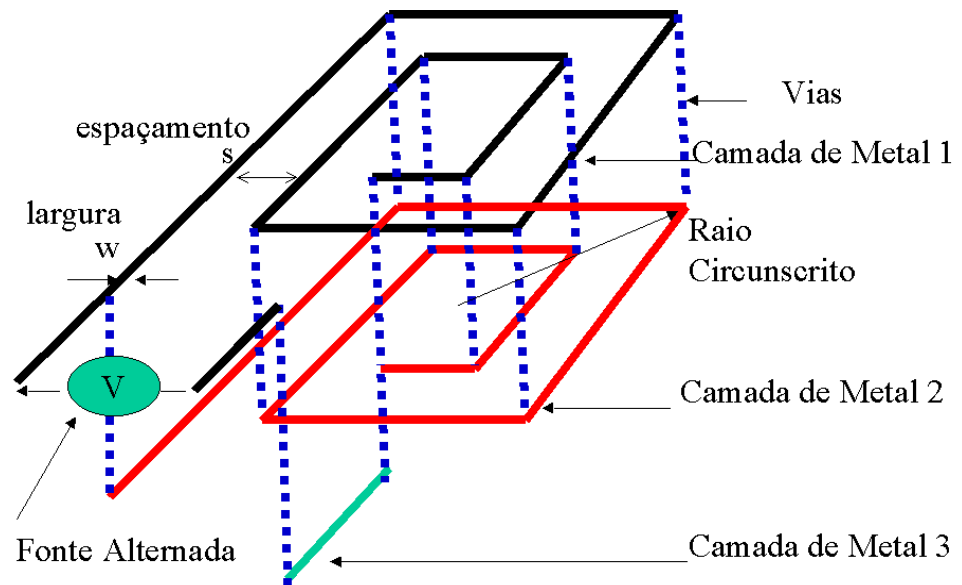


Fig. 4.4: Indutor biplanar paralelo, 4 lados, 2 espiras

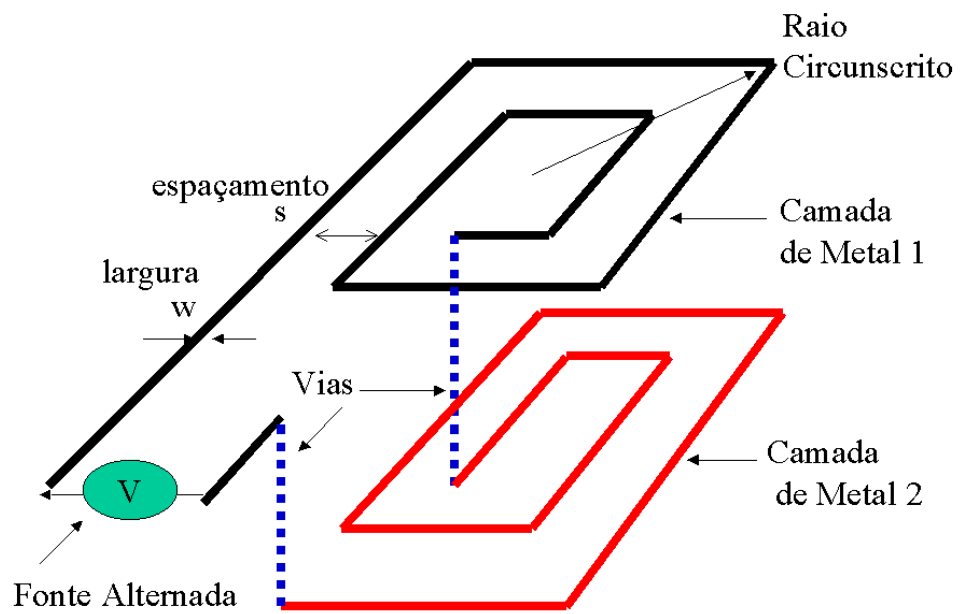


Fig 4.5: Indutor biplanar série 4 lados, 2 espiras

Basicamente os parâmetros que constam no arquivo de tecnologia (ver fig. 4.6) dizem respeito às seguintes grandezas:

- Tamanho do chip nas dimensões x e y;
- Definição do aspecto de condutividade das camadas (permitindo ou não a circulação de correntes parasitas);
- Resistividade superficial das camadas;
- Espessura das camadas;
- Permissividade elétrica relativa das camadas.;
- Distância do fundo até a base da camada;
- Características geométricas das vias (conexões) entre camadas.

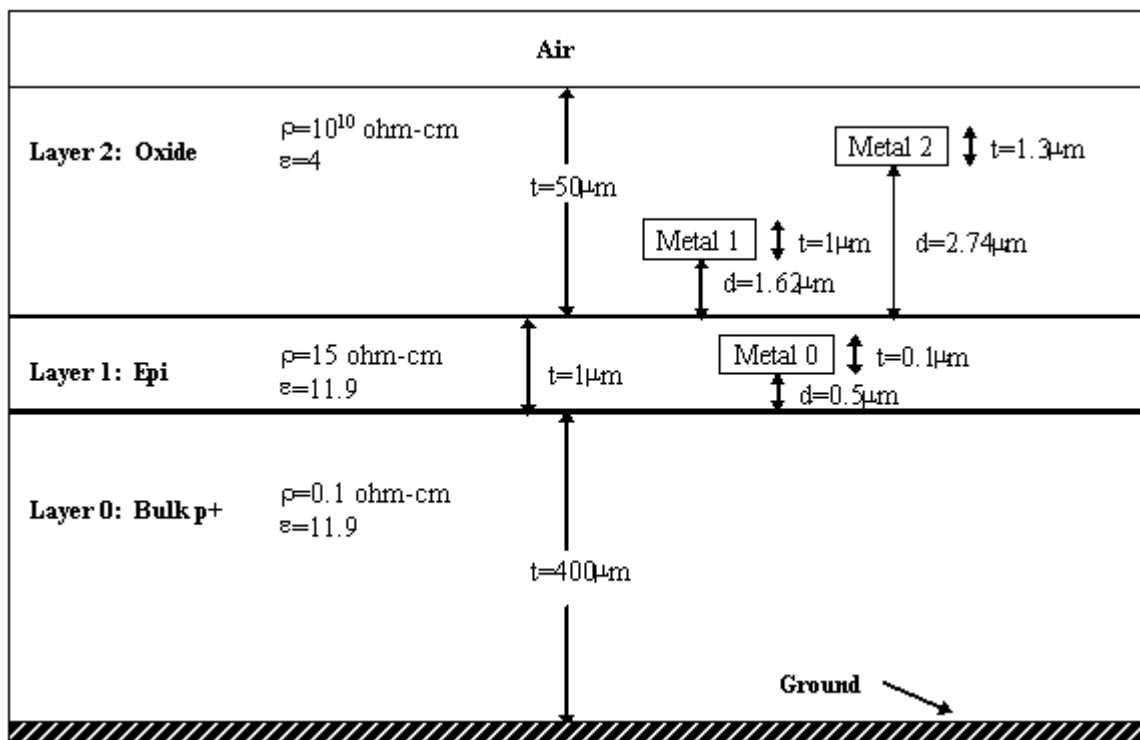


Fig. 4.6: Corte genérico de CI com as variáveis mais importantes para simulação eletromagnética [2]. A secção transversal específica para o caso deste trabalho pode ser encontradas no arquivo de tecnologias de  $0,35 \mu\text{m}$  da Austria Mikro Systeme [20], que só pode ser obtido diretamente com o fabricante.

#### **4.2.3 Análise Quanto ao aspecto de Facilidade de Entrada e Saída de Dados no Simulador**

O simulador ASITIC apresenta a possibilidade de interpretar arquivos texto devidamente formatados como entrada para simulação. Tem-se assim a possibilidade de fazer arquivos que especificam entradas de milhares de simulações de uma só vez. Milhares de indutores podem ser simulados em várias dezenas de frequências, permitindo-se a visualização da variação dos parâmetros dos indutores com a frequência. Pode-se inclusive fazer com que a simulação seja realizada nos períodos de baixa utilização das máquinas.

O simulador ASITIC também apresenta uma “log”, ou seja, uma listagem dos resultados de todas as simulações realizadas. Esta listagem também é devidamente formatada e pode ser interpretada por um programa que aloque os resultados em campos específicos de um banco de dados, acessível por software comum de bancos de dados.

#### **4.2.4 Análise Quanto ao Aspecto de Recursos Computacionais Necessários para o Simulador**

O programa ASITIC possui versão que funciona até em microcomputadores com processador Pentium. O sistema operacional usado deve ser preferencialmente um sistema Unix. Foi escolhido o sistema LINUX (produto licenciado pela Licença Pública Geral GNU, na versão de distribuição da Conectiva Linux [21]), dentro do qual o programa teve bom desempenho. Os programas de edição automática de arquivo de simulação em lote e programas de interpretação de listagem e montagem de banco de dados foram executados em Visual Basic 6.0 (produto registrado da Microsoft). O manuseio do banco de dados correspondente foi executado em Microsoft Access



(produto registrado da Microsoft). A simplicidade dos recursos necessários possibilitou a realização doméstica do trabalho de simulação.

#### **4.2.5 Análise Quanto ao Aspecto da Facilidade de Inserir o Formato do Circuito no Simulador**

O programa ASITIC é extremamente amigável, possuindo inclusive comandos que permitem o traçado de indutores de muitos lados e de várias camadas. Tornou-se então fácil escrever comandos para desenhar circuitos quadrados, hexagonais, octogonais. Também é imediata a especificação de espessuras de trilha, espaçamentos entre trilhas e número de espiras. Tudo isto numa única linha de comando. Deve-se apenas tomar o cuidado de especificar o circuito de modo que sua geometria não avance os limites do chip especificados no arquivo de tecnologia.

#### **4.2.6 Análise Quanto às Condições de Simulação e Aproveitamento dos Resultados**

O programa ASITIC permite a simulação em diferentes frequências e fornece como resposta listagem com valores de indutância, capacitância, fator de qualidade, frequência estimada de ressonância, área ocupada pelo circuito e um equivalente simples de 2 terminais, para cada frequência (ver anexo 5). Logo, este equivalente de 2 terminais pode ser facilmente inserido em um programa simulador de circuitos do tipo Spice [2].

#### 4.2.7 Conclusão e Escolha do Simulador Eletromagnético

As características favoráveis encontradas no simulador ASITIC permitiram concluir que era possível desenvolver uma técnica de projeto simples baseada nos resultados de extensiva simulação eletromagnética, que gere um banco de dados abrangente dos diversos dispositivos possíveis de serem construídos com determinada tecnologia. Substitui-se, nesta abordagem, as famosas equações de projeto pela pesquisa dos dispositivos já simulados de características mais próximas do desejado, em um banco de dados já constituído.

Maiores informações sobre o simulador (que é disponibilizado gratuitamente) podem ser encontradas na página da Internet de Ali M. Niknejad, professor adjunto da Universidade de Berkeley (<http://formosa.eecs.berkeley.edu/~niknejad/>).

#### 4.3 Critérios para Elaborar o Programa Gerador de Arquivos em Lote de Simulações e Especificação de Dados de Entrada

Como as simulações são extensas e podem durar várias horas (ou até dias!), é interessante especificar uma entrada de dados que permita criar indutores específicos, facilmente discrimináveis, de modo a se poder lembrar facilmente do ponto de interrupção dos trabalhos. As características de especificação são as variáveis exigidas pelo programa ASITIC e também as variáveis necessárias para identificação dos dispositivos simulados, no banco de dados resultante, a saber:

**Tipo de construção:** planar simples, biplanar paralela ou biplanar série. Somente estes três tipos de arquitetura são possíveis, devido ao número máximo de camadas metalizadas ser de 3, segundo o manual do fabricante, a Austria Mikro Systeme;

**Raio externo:** pode variar de 25  $\mu\text{m}$  a 300  $\mu\text{m}$ . Basicamente, não pode ser maior que as dimensões da placa de simulação descrita no arquivo de tecnologia. Até poderia ser um pouco maior do que 300  $\mu\text{m}$ , mas não encontramos exemplos de raios maiores na literatura. O programa é elaborado de modo que, para uma sessão de simulações, especifica-se um raio externo mínimo e um raio externo máximo, fixando os limites máximo e mínimo desta variável;

**Passo de incremento de raio:** foi adotado o valor de 25  $\mu\text{m}$ . Poderia ser qualquer valor.

**Número de lados da Geometria:** pode ser adotado qualquer valor maior ou igual a 4. Entretanto cabe lembrar que com muitos lados a simulação fica lenta. Tipicamente são encontrados na literatura resultados comparativos entre indutores quadrados (os construtivamente mais simples) e indutores octogonais (que tendem ao formato ideal, o circular, mas que não exigem demais em termos de simulação da máquina). Para se ter uma idéia, as matrizes de indutância e capacitância para indutores octogonais, de raios circunscritos próximos a 300  $\mu\text{m}$ , podem chegar a ser de dimensão 1400 x 1400.

**Largura da Trilha:** Os valores razoáveis para largura de trilha citados na literatura [10] para condutores de alumínio, foram de 9 a 16  $\mu\text{m}$ . Dentro do programa deve-se indicar o valor da largura mínima e da largura máxima de trilha. Nas simulações foi adotada uma variação entre 10 e 20  $\mu\text{m}$ , em passos de 2,0  $\mu\text{m}$ .

**Passo de incremento de largura da trilha:** foi adotado o valor de 2,0  $\mu\text{m}$ . O arquivo de regras de projeto da Austria Mikro Systeme [20] estabelece que não poderia ser menor do que 0,5  $\mu\text{m}$ .

**Largura de espaçamento entre trilhas:** foram adotados os valores de 1,0 a 3,0  $\mu\text{m}$ , em passos de 0,5  $\mu\text{m}$ . O arquivo de regras de projeto da Austria Mikro Systeme [20] estabelece que não poderia ser menor do que 1,0  $\mu\text{m}$ . No programa deve-se especificar as variáveis largura máxima de espaçamento entre trilhas e largura mínima de espaçamento entre trilhas, fixando os limites máximo e mínimo desta variável.

**Passo de incremento de espaçamento de trilha:** foi adotado o valor de 0,5 µm. As regras de projeto da Austria Mikro Systeme [20] estabelecem que este é o mínimo valor possível.

**Razão entre a Largura total de trilhas e o raio externo total:** foi adotado o valor de 0,7. A literatura não recomenda que se preencha totalmente o indutor. O valor desta razão, juntamente com outras características já descritas como número de lados, largura de trilha, largura de espaçamento e raio externo determina o número máximo de espiras que o indutor pode ter. Neste trabalho, foi calculado pela fórmula:

$$n_{MAXIMO} = \frac{0,7RAIO\_EXTERNO \cos(\pi / \text{número\_de\_lados}) + \text{espaçamento}}{largura + \text{espaçamento}} \quad (4.1)$$

Com os dados destes campos preenchidos o programa monta sucessivas linhas. Fora os dados de entrada já mencionados, ainda são inseridos comandos que requisitam a simulação em várias frequências e linhas de comentários com sinalizadores (flags) que permitem ao programa de banco de dados a ser aplicado posteriormente sobre o arquivo de saída (“log”) a identificação do fim e início de novos registros.

No anexo 1 encontra-se a listagem do programa propriamente dito em Visual Basic.

No anexo 2 encontra-se a página de entrada de dados do programa.

No anexo 3 encontra-se uma listagem típica de entrada de dados de indutores no formato de arquivo em lote produzida pelo programa, para ser usada pelo ASITIC.

No anexo 4 encontra-se uma listagem típica de entrada de dados de especificação de tecnologia (no caso para os dados da Austria Mikro Systeme), para ser usada pelo ASITIC.

#### **4.4 Programa Interpretador das Listagens do Simulador – Critérios de Especificação**

Tomando como base uma listagem de saída do programa ASITIC, o programa interpretador deve ser capaz de:

- Reconhecer na listagem quando começam a ser analisados pelo programa os dados geométricos de um novo indutor, para simulação;
- Reconhecer na listagem quando começam a ser listados pelo programa os dados de um novo indutor, para cada uma das frequências simuladas;
- Reconhecer na listagem quando terminam as simulações de todas as frequências selecionadas para um determinado indutor;
- Reconhecer em cada linha da listagem os valores existentes e agregá-los a campos correspondentes em registros de bancos de dados.
- Abrir registros distintos e gravar resultados de simulação em campos distintos, para cada um dos indutores e para cada uma das frequências em que este indutor for simulado;
- Criar um banco de dados relacional [22], com uma tabela de características geométricas de indutores e uma outra tabela de características elétricas. O elo ou chave das tabelas é o número de identificação do indutor, fornecido pelo programa. A tabela de características elétricas é bem mais extensa que a tabela de características geométricas, porque um mesmo indutor físico é simulado para muitas frequências.

No anexo 5 encontra-se uma listagem típica de saída de dados, em arquivo texto, como fornecida pelo ASITIC para ser interpretado pelo programa.

No anexo 6 encontra-se a listagem do programa fonte do interpretador, em Visual Basic 6.0.

No anexo 7 encontra-se a página de entrada de dados do programa interpretador. Ele só necessita basicamente dos endereços e nomes de 2 arquivos: um do arquivo texto (produzido pelo simulador ASITIC) que lerá e outro, do arquivo de banco de dados que criará.

No anexo 8 encontram-se ilustrações das listagens de duas tabelas de banco de dados produzidas pelo programa interpretador (o banco de dados de geometrias e o banco de dados de parâmetros).

No anexo 9 encontram ilustrações das listagens de uma consulta executada pelo programa ACCESS sobre o banco de dados criado por simulação eletromagnética (etapas de especificação de consulta e etapa de resposta à consulta).

#### **4.5 Bancos de Dados Obtidos com as Simulações**

O primeiro banco de dados obtido neste trabalho tem simulações abrangendo os formatos quadrado e octogonal para os indutores planares simples, biplanares com as espiras em paralelo e biplanares com as espiras em série (as frequências foram variadas nesta simulação em intervalos de 200 MHz, na faixa de 0 a 3 GHz). Outros bancos de dados obtidos para as análises pormenorizadas de efeitos de variação da frequência abrangeram apenas o formato quadrado (as frequências foram variadas nestas simulações em intervalos de 25 MHz, na faixa de 0 a 3 GHz).

Os bancos de dados que contêm os resultados das simulações estão nominados e descritos no anexo 13 e são fornecidos no CD-ROM que acompanha o texto.

#### **4.6 Análise Global dos Resultados Obtidos – Aspectos Positivos e Negativos**

Os aspectos positivos trazidos são:

- Facilidade de adaptação dos arquivos de simulação para tecnologias diferentes;
- Verificação automática da característica de variação de indutância com a frequência, para os indutores selecionados;
- Possibilidade de ampliar ou restringir a pesquisa;
- Não restringe a pesquisa a uma aplicação específica. Valores de indutância e de fatores de qualidade específicos obtidos para projetos distintos (LNA's, osciladores) podem ser lançados no mesmo banco de dados, o que o torna uma ferramenta valiosa.

O principal aspecto negativo é:

- Tempo elevado de simulação para indutores de diâmetro elevado, de grande número de lados e de mais de uma camada. Ao se criar o primeiro banco de dados deste trabalho, para se executar os indutores quadrados (planares simples, biplanares paralelos e biplanares série) o tempo de simulação foi de aproximadamente 7 dias em um Pentium 800 MHz (para 62160 casos). Por outro lado, para se executar a simulação dos indutores octogonais (planares simples, biplanares paralelos e biplanares série) o tempo de simulação foi de aproximadamente 18 dias, na mesma máquina (para 83355 casos).

Este aspecto negativo levou-nos a pesquisar a existência de uma solução alternativa. Procurou-se por técnicas que permitam usar uma parte apenas dos registros obtidos na simulação eletromagnética, para avaliar os resultados totais, reduzindo o volume de indutores a serem submetidos à simulação eletromagnética. Uma das técnicas mais promissoras, selecionada pelo conhecimento do seu emprego consagrado na avaliação de parâmetros de antenas, sem simulação eletromagnética, é a técnica das redes neurais. As redes neurais são bem conhecidas por sua capacidade de representar funções não lineares. O próximo capítulo avalia o potencial do emprego destas redes para obter funções que reproduzam o resultado de simulações sobre o conjunto inteiro de dados. Estas funções são construídas através da criação de um modelo que utiliza dados levantados por simulações com conjuntos de dados reduzidos.



## **Capítulo 5: Aplicação de Redes Neurais para Diminuição do Tempo da Simulação Eletromagnética de Indutores**

Tendo o objetivo de diminuir o tempo da simulação, através da redução do número de simulações realizadas (primeiramente foram executadas 145515 simulações, o que exigiu aproximadamente 1 mês de processamento, nas horas de baixa utilização de um computador pessoal), procurou-se pesquisar técnicas matemáticas de aprendizado que possam ser aplicadas sobre bancos de dados reduzidos para criar funções genéricas que reproduzam os resultados da simulação eletromagnética. Deste modo o banco de dados ampliado não fica prejudicado e reduz-se o tempo necessário para montar seus arquivos, além de se criar uma ferramenta para avaliação rápida das características oriundas de qualquer variação na entrada de dados que não tenha sido prevista no banco original.

### **5.1 Aspectos Básicos sobre Redes Neurais**

O desenvolvimento da teoria de redes neurais foi inspirado na constatação de que o cérebro humano pode ser comparado a um computador paralelo. Uma rede neural pode ser descrita como um processador paralelo distribuído, constituído de unidades singelas de processamento, que têm a propriedade de armazenar conhecimento experimental e disponibilizá-lo para uso [23]. A analogia com o cérebro é devida a dois aspectos: o conhecimento é adquirido do ambiente através de um processo de aprendizado e é armazenado nas conexões entre os neurônios, conhecidas como conexões sinápticas [23]. A estrutura de rede que tem sido usada mais frequentemente é a de perceptrons em multicamadas. A figura 5.1 ilustra a montagem da estrutura.

Consiste basicamente de uma camada de entrada, uma ou mais camadas ocultas e uma camada de saída. Cada camada contém um número de nós ou unidades.

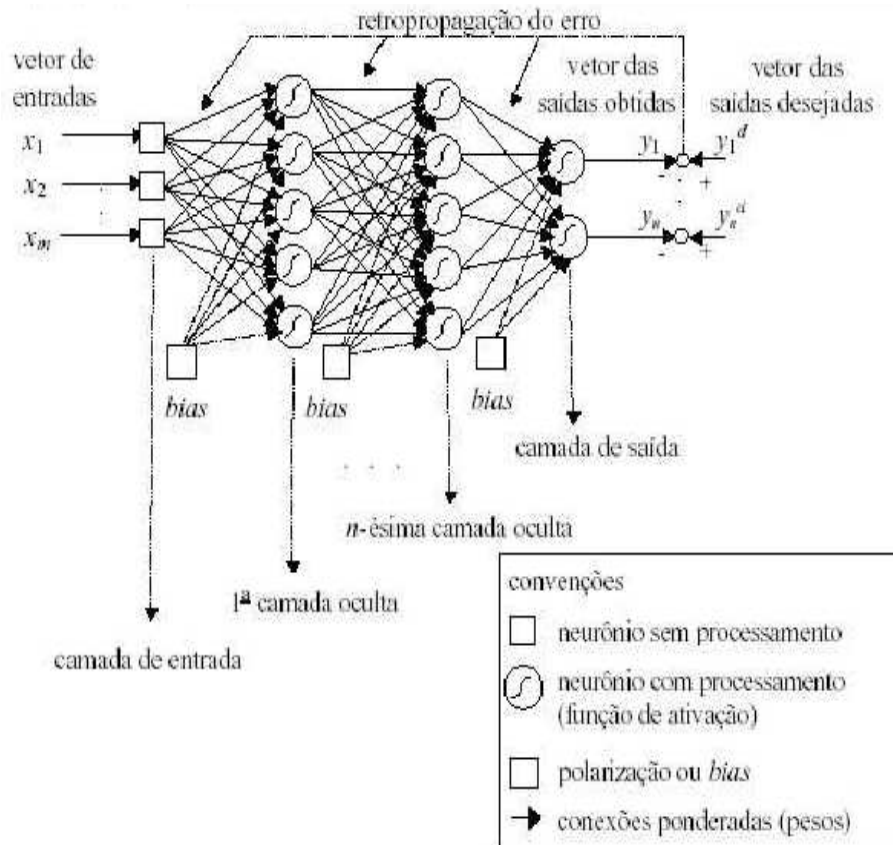


Fig. 5.1: Estrutura de rede neural feed-forward com retropropagação básica [24]

A função das camadas ocultas é a de interferir entre as entradas e as saídas, de maneira construtiva e, quanto maior for o número de nós ocultos, tanto maior será o número de saídas que a rede tem capacidade de mapear [23]. A capacidade de aproximação da rede é baseada no número de conexões e, apesar de ser possível que algumas conexões topologicamente viáveis não estejam executadas, uma rede típica normalmente tem os nós de entrada plenamente ligados a todos os nós da primeira camada oculta, e cada nó da camada oculta recebe sinais dos nós da camada anterior ou, também, das entradas da rede. Cada nó processa estes sinais e produz uma saída. A entrada total de sinais em um nó,  $I$ , pode ser resumida como:

$$I = \sum_{i=1}^n w_i S_i + b \quad (5.1)$$

Onde cada nó tem  $n$  sinais de entrada, de valor  $S$  (da camada anterior), cada sinal sendo submetido a um peso  $w_i$  e tendo também uma polarização de nó  $b$ . O conhecimento aprendido pela rede é definido pelos pesos e polarização de cada nó e estes valores são únicos para cada nó da rede.

O valor de saída de cada nó é dado pela aplicação da função de ativação sobre a entrada resultante,  $I$ . A função de ativação deve ter características peculiares como, por exemplo ter derivadas contínuas até a segunda ordem, para permitir a aplicação de métodos de otimização sobre a rede.

Algumas das funções de ativação mais usadas são:

1) linear:  $idn(x) = x$  ;

2) saturação:  $sat(x) = 1, se x > 1$   
 $sat(x) = x, se x \in [-1,1]$  ;  
 $sat(x) = -1, se x < -1$

3) sinal:  $sign(x) = +1, se x > 1$  ;  
 $sign(x) = -1, se x < 1$

$$4) \text{ sigmóide: } sig(x) = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^x};$$

$$5) \text{ tangente hiperbólica: } \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

## 5.2 Mecânica do Processo de Treinamento

O processo pelo qual a rede aprende implica em ajustar os pesos de cada nó e é chamado de treinamento da rede. Os algoritmos de treinamento da rede têm por objetivo descobrir a melhor aproximação não linear, que pode ser aplicada a uma dada estrutura de rede. Consegue-se isto através de um processo iterativo pelo qual pesos e polarizações de cada nó sejam calculados e a resposta da rede seja avaliada por alguma medida de erro entre a saída real da rede e a saída desejada, tal como a soma dos erros ao quadrado (SSE). O treinamento é executado alimentando-se a rede com os pares de dados de entrada e saída sucessivamente. Cada sessão de treinamento da rede, abrangendo todos os dados disponíveis, é denominada de época. Apesar do treinamento da rede poder levar muito tempo, uma vez que esteja treinada a resposta da mesma é extremamente rápida para produzir respostas para novos dados de entrada. [25].

O algoritmo de treinamento tipicamente utilizado (ou alguma de suas variações) é o algoritmo de retropropagação. Este algoritmo consiste basicamente de duas varreduras sobre as camadas da rede; uma varredura do início para o fim e uma varredura reversa. Na varredura para a frente as entradas são apresentadas e propagadas através da rede, camada a camada. Nesta fase todos os pesos da rede são fixados. Na varredura reversa estes pesos são alterados de acordo com uma regra de correção de erro originado pela comparação da resposta da rede obtida com a resposta desejada. Este sinal de erro é

retropropagado, daí vindo o nome do algoritmo. A rigor, este método pode ser considerado como um caso especial do algoritmo dos mínimos quadrados.

### 5.3 Tipos de Treinamento

A maior parte das soluções através de redes neurais dá-se através de redes com supervisão. Neste modo, que é o mais intuitivo, a saída de uma rede é comparada à correspondente saída desejada. A rede não pode ser usada até que esteja treinada, e este é um processo que pode levar horas ou mesmo dias ou semanas, na fase de desenvolvimento do protótipo da rede (quando normalmente se utiliza capacidade de processamento inadequada). Pode-se dizer que o treinamento supervisionado é o treinamento clássico de redes neurais.

Existem variantes de treinamento não supervisionado, nas quais a própria rede atribui-se um grau de desempenho avaliando a resposta fornecida. Pode-se dizer que este tipo de treinamento é uma promessa para o futuro, no sentido de que seria uma tentativa de fazer com que as próprias redes estabeleçam metas para seu aprendizado. Apesar de resultados significativos já existirem, é uma técnica acadêmica.

### 5.4 Avaliação da Qualidade do Treinamento

Para avaliar o desempenho da rede de interpolação, as seguintes estatísticas são as mais utilizadas:

1) Soma dos erros quadrados: 
$$SSE = \sum_{i=1}^n (Y_{REDE\ NEURAL} - Y_{DESEJADO})^2 ;$$

2) Soma dos erros quadrados médios:  $MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_{REDE\ NEURAL} - Y_{DESEJADO})^2$

3) Porcentagem sobre o erro médio absoluto:  $MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{Y_{REDE\ NEURAL} - Y_{DESEJADO}}{Y_{DESEJADO}} \right|$

Nas equações de definição acima  $n$  é o número de vetores de treinamento e  $Y$  é o valor da variável que se deseja obter através da rede neural.

Devido aos dados usados pelas redes neurais serem dados normalizados, o desempenho na aproximação de uma função só começa a ser razoável quando os erros acima citados ficam menores do que a unidade. Tipicamente, valores que podem ser considerados bons estão entre  $1.10^{-3}$  e  $1.10^{-5}$ .

## 5.5 Problemas durante o Treinamento

Um dos maiores problemas é o de se fazer a rede reconhecer se chegou a um mínimo global ou local da função de erro sobre a qual o algoritmo da rede trabalha.

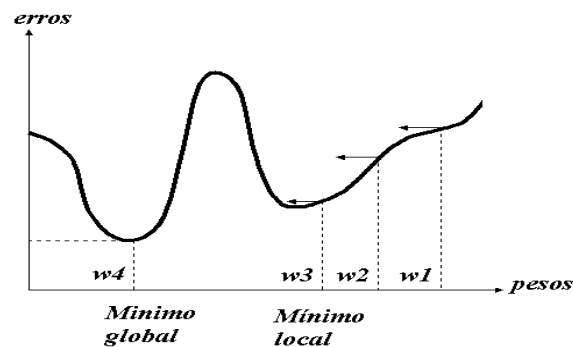


Fig. 5.2: Mínimo global e mínimo local [26]

O segundo grande problema é o das oscilações. Ocorre oscilação para um algoritmo de minimização de erro quando este não pode achar um mínimo. A figura a seguir ilustra o caso em que o processamento encontra-se em um ponto de um vale estreito, de maneira que fica sendo rebatido entre as bordas do mesmo, sem jamais chegar ao valor mínimo. Este problema pode ser resolvido escolhendo-se um passo de decremento de erro pequeno para gerar pesos suficientemente pequenos, de modo a não ocorrer a reflexão.

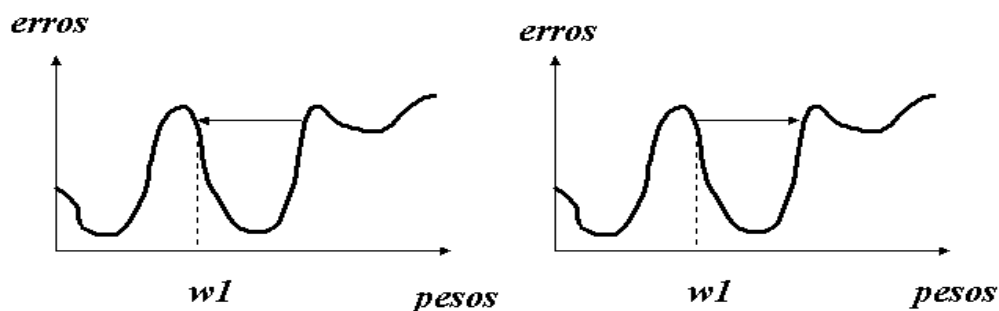


Fig.5.3: Oscilações [26]

Um terceiro problema é o problema do platô. Caracteriza-se pelo grande tempo de processamento gasto para conseguir decréscimos significativos do erro. Infelizmente a solução para este problema é exatamente a contrária à solução do problema da oscilação. Aumentando-se o passo de decremento de erro, percorre-se mais rapidamente

os valores desta função, em direção ao mínimo, porém pode-se cair no problema da oscilação, caso o mínimo encontre-se em um vale estreito.

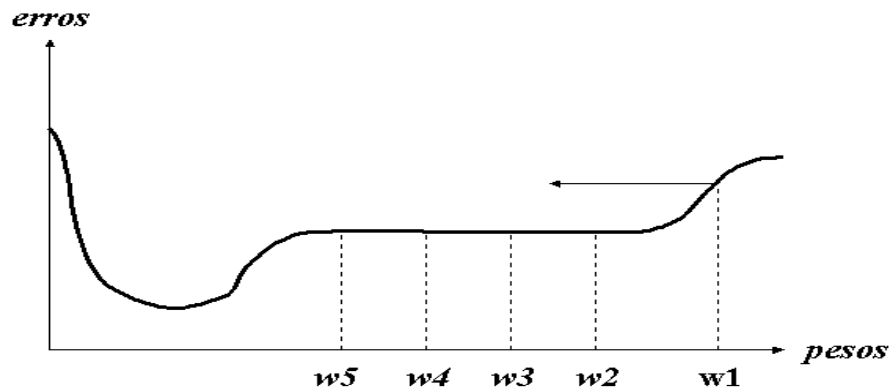


Fig.5.4: Problema do platô [26]

A escolha de um algoritmo adequado, como o de retropropagação resiliente [26], consegue evitar o impasse entre os problemas do platô e das oscilações.

## 5.6 Arquitetura de Rede Ótima

Não existe maneira correta de se determinar qual é a arquitetura de rede ótima para um determinado problema. Por um lado, enquanto o número de entradas e saídas é determinado pela dimensionalidade dos vetores de entrada e de saída desejados, o número de unidades ocultas não está relacionado com tais compromissos óbvios. Se os vetores de entrada tiverem os correspondentes componentes bem distintos ou linearmente separados, então poucas unidades ocultas são necessárias. Se, ao contrário, os vetores forem originados de distribuições complicadas de dados de entrada, então seguramente é necessário um número maior de camadas ocultas. Não existe maneira expedita de se determinar o número de unidades ocultas, antes de executar o treinamento e observar resultados. O método mais refinado existente é o de se



determinar a rede por excesso e, na seqüência, excluir as conexões com valores baixos e os nós inexpressivos. Consta-se que redes que têm um número excessivo de unidades ocultas tendem a “decorar” os dados de entrada, tendo desempenho ruim com dados totalmente desconhecidos. Por outro lado, redes com número de unidades ocultas insuficiente não chegam a aproximar bem nem os valores de treinamento, nem tampouco valores de teste (desconhecidos previamente).

## **5.7 Normalização dos Dados de Entrada**

Pode ocorrer de um conjunto de dados de entrada possuir valores médios ou desvios que não possuam importância para os aspectos que se quer analisar, mas que podem complicar o desempenho de uma rede neural. Por outro lado, pode ocorrer justamente o contrário. Daí é crítico determinar o significado dos dados do vetor de entrada antes de executar qualquer procedimento de normalização [27].

Em princípio são propostos os seguintes métodos de normalização de dados:

1. Remoção dos valores médios;
2. Normalização das magnitudes dos vetores (linear entre valores máximos e mínimos, logarítmica entre dados máximos e mínimos para dados de ordem de grandeza diferente e estatística, através da criação de uma nova distribuição dos mesmos dados, com média zero e desvio padrão 1) ;
3. Eliminação de valores tendenciosos (influenciados por outras variáveis que normalmente não interferem no processo);
4. Normalização separada de dados obtidos em condições muito diferentes, sobre os mesmos vetores de entrada (também chamada de normalização multimodal).

Geralmente a normalização é executada ou sobre todos os vetores simultaneamente ou, o mais corriqueiro, sobre cada componente vertical (que representa a mesma variável) dos vetores de entrada ou saída.

## **5.8 Tamanho do Conjunto de Treinamento**

Citações em outros trabalhos [27] forneceram referência sobre os limites do tamanho do conjunto de treinamento para o pior caso (uma rede de alimentação para a frente com uma única camada oculta). Para o caso, por exemplo, em que se deseje um grau de acerto de 90 %, menciona-se que são necessários 10 vezes mais dados (vetores) de treinamento do que o número de pesos existentes na rede. Apesar de ser uma avaliação considerada pessimista, tem o mérito de estabelecer uma diretriz válida: o tamanho do conjunto de treinamento deve crescer com a complexidade da rede caso se deseje um bom desempenho para uma resposta generalizada (uma resposta a um dado previamente desconhecido). Isto justifica o fato de muitos fenômenos complexos serem modelados por redes relativamente pequenas, devido a falta de dados abundantes.

## **5.9 Aplicação dos Conceitos Acima à Criação da Rede Neural Utilizada**

Os conceitos teóricos expostos sobre aspectos básicos e as técnicas para trabalhar com redes neurais são agora empregados para o caso específico do arquivo de bancos de dados dos indutores.

### 5.9.1 Quanto à Arquitetura

As simulações eletromagnéticas que o programa ASITIC (aqui considerado como o fornecedor da resposta exata desejada) calcula são as equações eletromagnéticas de Maxwell. Pesquisamos então quais são as arquiteturas de rede mais usadas para resolver problemas físicos formulados por estas equações. A área de construção de antenas e guias de onda forneceu exemplos de redes neurais de 2 camadas (fora as camadas de entrada e saída) com função de ativação tangente-hiperbólica. As camadas de entrada e saída também são lineares [28]. A figura a seguir ilustra a arquitetura típica utilizada nas simulações. Observou-se nas simulações que as funções de ativação tangente hiperbólica e sigmóide são as funções que produzem menores oscilações no processo de convergência do erro. A função tangente hiperbólica é mais rápida no processo de convergência do erro a zero.

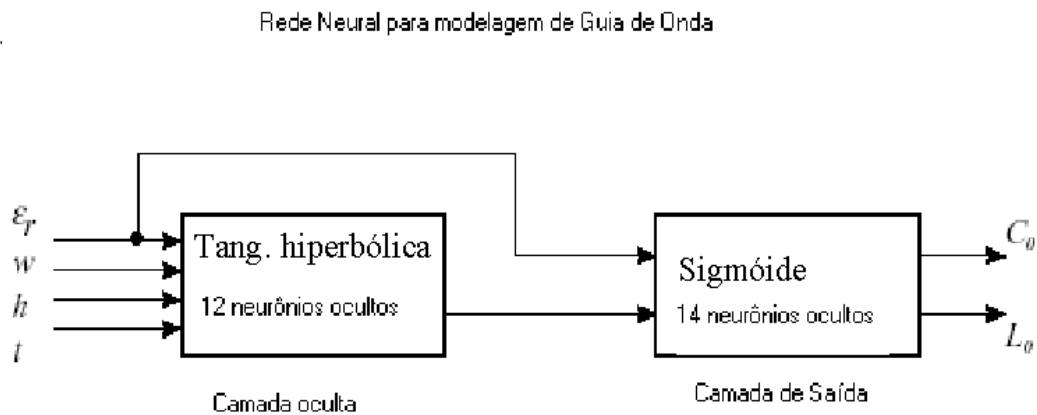


Fig.5.5: Arquitetura de rede típica para resolver equações de Maxwell [21]

Observou-se também que redes com um grande número de variáveis de saída tendem a ter resultados piores do que redes específicas para uma única variável. Assim os dados de entrada (raio circunscrito à espiral, largura da trilha da espiral, espaçamento

entre trilhas da espiral, número de espiras da espiral e frequência de simulação) estão presentes em todas as redes. As saídas particularizam cada rede (cada rede possui uma única saída) e podem ser: indutância, fator de qualidade, capacitância ou frequência de ressonância. Foi dada, a seguir ênfase na rede para indutância (que é a variável com maior amplitude de excursão).

### 5.9.2 Quanto à escolha do Algoritmo da Função de Minimização do Erro

O algoritmo mais utilizado em todos os trabalhos de aplicação das redes para a previsão de valores em engenharia é o de retropropagação padrão. Foram montadas redes de retropropagação utilizando-se o algoritmo padrão de retropropagação e o algoritmo de retropropagação resiliente. Este último demonstrou ser mais rápido e possuir erro quadrático médio menor para o estudo em questão. Outras arquiteturas, como a arquitetura RBF, funções de base radial, também foram testadas, porém os resultados, em termos de erro quadrático médio foram inferiores. As redes com realimentação (redes de Jordan e redes de Elman) também não apresentaram resultado superior às redes de retropropagação.

A retropropagação resiliente possui um algoritmo de aprendizado executado sobre o processamento em série após submissão de todo o conjunto de dados em uma rede de multi-camadas [26]. O seu princípio básico é o de eliminar a influência danosa da dimensão da derivada parcial da função de erro sobre o passo do peso. Somente o sinal desta derivada é considerado para indicar a direção de atualização do peso. A dimensão da atualização do peso é determinada exclusivamente por um valor específico, denominado “valor de atualização”,  $\Delta_{ij}^t$ , de tal modo que:

1)  $\Delta_{ij}^t = -\Delta_{ij}^t$  se a soma de todos os gradientes sobre todos os padrões do conjunto de dados de treinamento, na iteração “t”, for maior do que zero;

2)  $\Delta_{ij}^t = +\Delta_{ij}^t$  se a soma de todos os gradientes sobre todos os padrões do conjunto de dados de treinamento, na iteração “t”, for menor do que zero;

3)  $\Delta_{ij}^t = 0$  se a soma de todos os gradientes sobre os padrões do conjunto de treinamento, na iteração “t”, for igual a zero.

O segundo passo do algoritmo de retropropagação resiliente é o de determinar o módulo do novo valor de atualização  $\Delta_{ij}^t$ , multiplicado-o pelos coeficientes  $\eta^-$  e  $\eta^+$  (cujos limites estão fixados nos próximos parágrafos), conforme as seguintes regras:

1)  $\Delta_{ij}^t = -\Delta_{ij}^t * \eta^-$  se o produto da soma de todos os gradientes sobre todos os padrões do conjunto de dados de treinamento, nas iterações “t” e “t-1”, for maior do que zero;

2)  $\Delta_{ij}^t = +\Delta_{ij}^t * \eta^+$  se o produto da soma de todos os gradientes sobre todos os padrões do conjunto de dados de treinamento, nas iterações “t” e “t-1”, for menor do que zero;

3)  $\Delta_{ij}^t = 0$  se a soma de todos os gradientes sobre os padrões do conjunto de treinamento for igual a zero.

Sendo que nas equações acima  $0 < \eta^- < 1 < \eta^+$ .

A idéia do algoritmo é a seguinte: cada vez que a derivada parcial do erro em relação ao peso  $\omega_{ij}$  troca seu sinal, isto indica que a última atualização foi muito grande e que o algoritmo pulou sobre algum mínimo local. Então o valor de atualização  $\Delta_{ij}^t$  é decrementado pelo fator  $\eta^-$ . Se, por outro lado, a derivada retém o seu sinal, o valor de atualização  $\Delta_{ij}^t$  é incrementado pelo fator  $\eta^+$  de modo a acelerar a convergência em regiões relativamente planas. Adicionalmente, no caso de mudança de sinal, não deve haver mudança na atualização do valor no próximo passo. Na prática isto pode ser conseguido arbitrando-se a somatória das derivadas dos erros de todas as conexões em relação aos pesos das sinapses como sendo nula, na regra de adaptação [26].

De maneira a reduzir o número de parâmetros ajustáveis faz-se normalmente  $\eta^- = 0,5$  e  $\eta^+ = 1,2$ .

O algoritmo de retropropagação resiliente usa três parâmetros. O valor inicial de atualização de  $\Delta_0$ , um limite para o máximo passo do valor de atualização de  $\Delta_{\max}$  e um valor para o expoente de decréscimo de peso  $\alpha$ .

Quando o aprendizado começa, todos os valores de atualização são inicializados com o valor  $\Delta_0$ . Uma vez que  $\Delta_0$  determina diretamente a dimensão do primeiro passo, ele deve ser escolhido de acordo com os valores iniciais dos próprios pesos, por exemplo  $\Delta_0 = 0,1$ . A escolha deste parâmetro não é crítica, porque ele é adaptado, à medida que o aprendizado evolui.

Para evitar que os pesos assumam valores muito grandes, o máximo valor de passo para os pesos, determinado pelo módulo do valor de atualização é limitado. O limite superior é dado pelo segundo parâmetro do algoritmo de retropropagação resiliente,  $\Delta_{\max}$ . Este limite superior é ajustado de maneira arbitrária como  $\Delta_{\max} = 50,0$ . De uma maneira geral, a convergência é insensível a este parâmetro, também. Entretanto, para alguns problemas pode ser vantajoso permitir passos pequenos, de modo a evitar que o algoritmo fique travado em algum mínimo sub-ótimo [26].

O algoritmo de retropropagação resiliente tem ainda a seu favor, o fato de ser um algoritmo rápido, sendo extremamente adequado a conjuntos de dados das dimensões que aparecem neste estudo. Algoritmos poderosos e de convergência rápida como o de Levenberg Marquardt que funcionam bem até conjuntos de 1000 elementos não conseguem convergir com conjuntos de 7000 a 10000 elementos, que nesta aplicação específica são típicos.

O processamento das redes neurais foi executado com a ferramenta específica do MatLab (produto da MathWorks) denominada de “Neural Network Toolbox” [29]. A preparação dos dados retirados do arquivo de banco de dados criado em ACCESS foi feita com o programa EXCEL 97 (produto da MicroSoft) [30].

Seguem alguns gráficos típicos do processo de convergência com vários algoritmos, usando os mesmos dados das simulações e processando o mesmo número de épocas (número de vezes a que a rede neural é submetida ao conjunto total de vetores de treinamento, para minimizar a diferença entre valores desejados e valores obtidos através da rede neural), para sentir-se a diferença entre os desempenhos dos mesmos. Analisando-se os resultados em termos da magnitude do erro médio quadrático, percebe-se a superioridade do algoritmo de retropropagação resiliente:

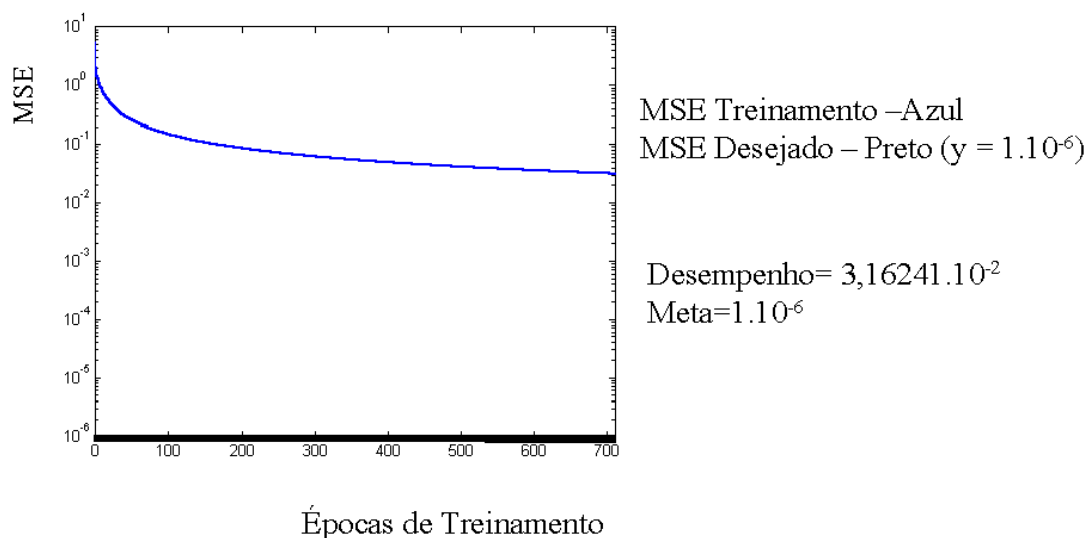


Fig. 5.6: Gráfico de convergência de um algoritmo de retropropagação padrão de máximo gradiente, 710 épocas, erro médio quadrático de  $3,16 \cdot 10^{-02}$ , tempo aproximado de execução de 1 hora

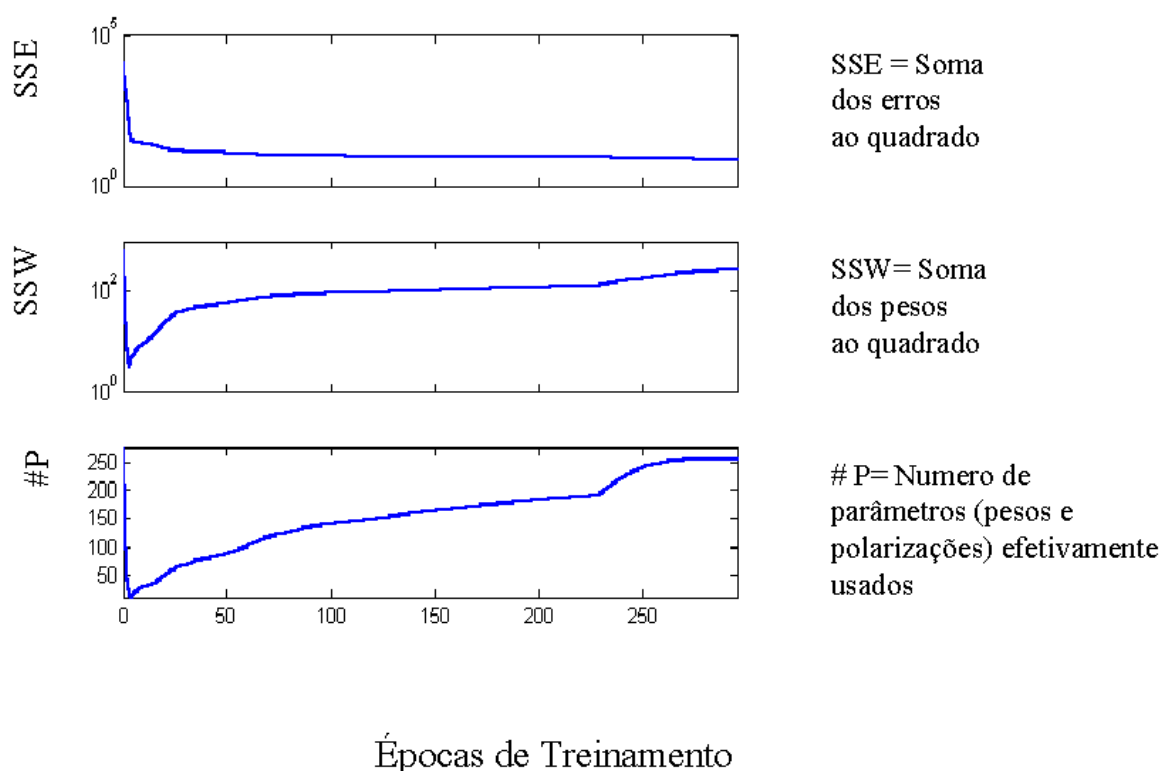


Fig.5.7: Gráfico de convergência de um algoritmo de função de regularização Bayesiana, tempo aproximado de execução de 8 horas

O erro quadrático médio com o algoritmo da função de regularização bayesiana fica em torno de  $1,08 \cdot 10^{-3}$ . O algoritmo tem o predado de também mostrar o número de parâmetros da rede (conexões e nós) efetivamente usados. Porém é bem mais lento que o algoritmo de retropropagação resiliente. Na verdade este algoritmo é uma adaptação do algoritmo de Levenberg-Marquardt, amplamente citado na literatura [28], como sendo de boa convergência de erro.

A figura 5.8 mostra o desempenho do algoritmo de Retropropagação resiliente. Obtém resultados da mesma ordem de grandeza que os algoritmos de Levenberg Marquardt, com redes um pouco maiores e um maior número de épocas, porém consome bem menos tempo.



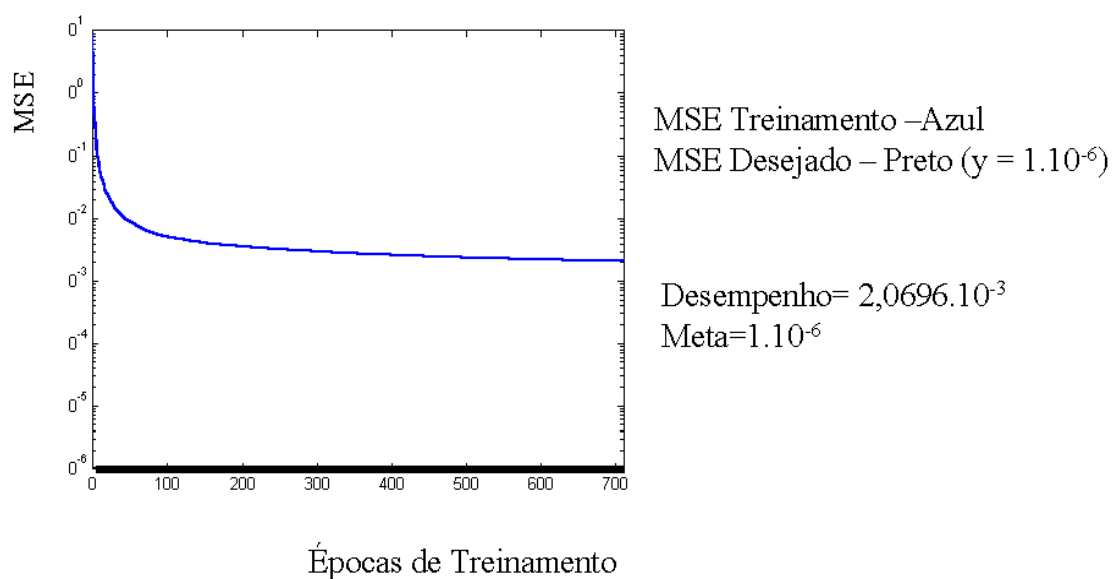


Fig. 5.8: Gráfico de convergência com um algoritmo de retropropagação resiliente, 710 épocas, erro médio quadrático de  $2,07 \cdot 10^{-3}$ , tempo aproximado de execução de 30 minutos

### 5.9.3 Filtragem dos Dados para a Simulação

Mesmo na fase inicial da formulação da resolução do problema, sentiu-se que o número de dados seria muito grande. Isto inclusive levou à necessidade da criação dos programas de geração do arquivo de processamento de casos em lote para o simulador eletromagnético e do interpretador das saídas do simulador.

Já na fase de montagem dos programas, antes de se cogitar em empregar redes neurais, procurou-se, intuitivamente, agrupar as soluções para grandes conjuntos para os quais houvesse uma coerência física: Assim, ao olhar o banco resultante identifica-se claramente dados para as seguintes configurações:

- 1) Indutores planares simples, quadrados;
- 2) Indutores biplanares paralelos, quadrados;
- 3) Indutores biplanares série, quadrados;
- 4) Indutores planares simples, octogonais;
- 5) Indutores biplanares paralelos, octogonais;
- 6) Indutores biplanares série, octogonais;

Todos os grupos de indutores citados foram simulados com raio externo variando de 50  $\mu\text{m}$  a 300  $\mu\text{m}$ , largura de trilha variando de 10 a 20  $\mu\text{m}$ , espaçamento entre trilhas variando de 1 a 3  $\mu\text{m}$ , número de espiras variando de máximo a mínimo ( o número de espiras é calculado pela equação 4.1) e para 15 frequências diferentes (de 0,2 a 3,0 GHz, com intervalos de 0,2 GHz).

Os dados separados desta maneira, submetidos à rede neural, já constituem uma espécie de normalização modal. De fato não seria possível fazer redes neurais para estes dados com os recursos computacionais disponíveis, se fosse levado em conta o banco de dados inteiro (145515 elementos!). Por outro lado, cada conjunto de dados dentre os descritos acima, isoladamente, tem aproximadamente 25000 elementos e ainda é passível de tratamento por microcomputadores pessoais e pelos programas de planilha disponíveis.

Por exemplo, para os indutores quadrados planares simples, o número de instâncias no banco de dados é de 20625. Decidiu-se separar deste conjunto de dados uma parcela para treinamento e aprendizado, fornecida à rede, com 6875 unidades (uma amostra a cada 3 instâncias do banco de dados). Estas 6875 unidades foram tomadas de modo a representar uma amostragem significativa de todos os vetores de entrada. Assim, seu conjunto foi montado, de modo que cada indutor apareça pelo menos uma vez no conjunto de entrada, para três frequências diferentes. O conjunto também é montado de modo a ter amostras para cada raio externo, cada largura de trilha, cada

espaçamento de espira e cada número de espiras existente. Realmente, o trabalho que sobra para a rede neural é o de interpolar as curvas de variação da saída desejada (indutância, fator de qualidade e frequência de ressonância) de acordo com a frequência.

O tamanho do conjunto de treinamento está relacionado com o tamanho da rede neural a ser treinada [27]. Uma boa regra prática de dimensionamento é a de fazer o conjunto de treinamento aproximadamente igual a 10 vezes o número de pesos da rede a ser treinada. Isto porque verifica-se que, para conjuntos de treinamento maiores, pode ocorrer a memorização pela rede, que consiste no fato desta somente produzir os valores de saída corretos para os vetores treinados e produzir valores incorretos para quaisquer outros. Por outro lado, para conjuntos de treinamento menores pode-se simplesmente chegar a resultados em que a rede não produz resultados corretos, nem sequer para os vetores do conjunto de treinamento. No caso presente, para uma rede neural de 5x14x12x1, treinada pelo método de Levenberg-Marquardt, existem 840 pesos. Foi aplicado a ela um conjunto de treinamento de 6875 vetores, com 8,2 vezes o número de pesos da rede. Com este conjunto de treinamento verificou-se resultados coerentes com os desejados, para grande número de vetores, embora não para todos.

Foram tentados diversos tipos de normalização. A maior parte destes foi abandonada, em vista dos resultados elevados de erro residual que apareceram nas simulações. Duas foram as técnicas de normalização (vertical, sobre os componentes de mesma variável dos vetores de entrada) que podem ser classificadas como razoavelmente bem sucedidas: a normalização linear e a normalização estatística:

Na normalização linear, os dados  $X_i$  do vetor de entrada são substituídos pelo resultado da aplicação da seguinte fórmula:

$$x_i = 0,1 + 0,9 \frac{X_i - X_{MÍNIMO}}{X_{MÁXIMO} - X_{MÍNIMO}} \quad (5.2)$$

Na fórmula 5.2  $X_{MÁXIMO}$  e  $X_{MÍNIMO}$  são respectivamente os valores máximo e mínimo que a variável original  $X$  do conjunto de treinamento pode assumir. Os valores normalizados, por sua vez, situam-se no intervalo de 0,1 a 1,0. Este artifício numérico facilita o sucesso na minimização da função de erro da rede neural, num processo iterativo.

Na normalização estatística, os dados  $X_i$  do vetor de entrada são substituídos pelo resultado da aplicação da seguinte fórmula:

$$x_i = \frac{X_i - \mu}{\sigma} \quad (5.3)$$

Onde  $\mu$  é a média da distribuição vertical (mesma componente dos vetores dos dados de entrada) e  $\sigma$  é o desvio padrão. A nova distribuição de dados gerada terá desvio padrão igual a 1 e média igual a zero.

No final optou-se pela simulação linear, porque os erros médios quadráticos obtidos com o conjunto de dados normalizados por este método foram os menores.

Evidentemente, não se pode esquecer de converter os dados no final do processo, para seus valores normais (aqueles que expressam a variável em seu módulo verdadeiro, de acordo com o sistema de unidades usado), levando em contas as constantes  $X_{MÍNIMO}$  e  $X_{MÁXIMO}$  referentes ao conjunto de dados de treinamento selecionado.

## 5.10 Treinamentos de Redes Neurais Executados neste Trabalho

Segue uma descrição dos principais métodos de treinamento de redes neurais utilizados neste trabalho, com o objetivo de aprimorar a avaliação da variação da indutância com a frequência fornecida pela rede neural.

### 5.10.1 Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo Método da Retropropagação Resiliente

Empregando o método de retropropagação resiliente, sobre uma rede neural de 5 entradas, 25 neurônios ocultos na primeira camada de função de ativação tangente hiperbólica, 20 neurônios ocultos na segunda camada também com função de ativação tangente hiperbólica e, finalmente, 1 neurônio puramente linear na saída, obteve-se para um treinamento sobre um conjunto de dados de 6875 elementos a curva de convergência do erro da figura 5.9. Pode-se observar que foi obtido um erro médio quadrático em torno de  $1,28 \cdot 10^{-3}$  com 2500 épocas (isto corresponde a 17187500 iterações, relativas a 6875 instâncias por 2500 vezes). O tempo de simulação foi de aproximadamente 2 horas.

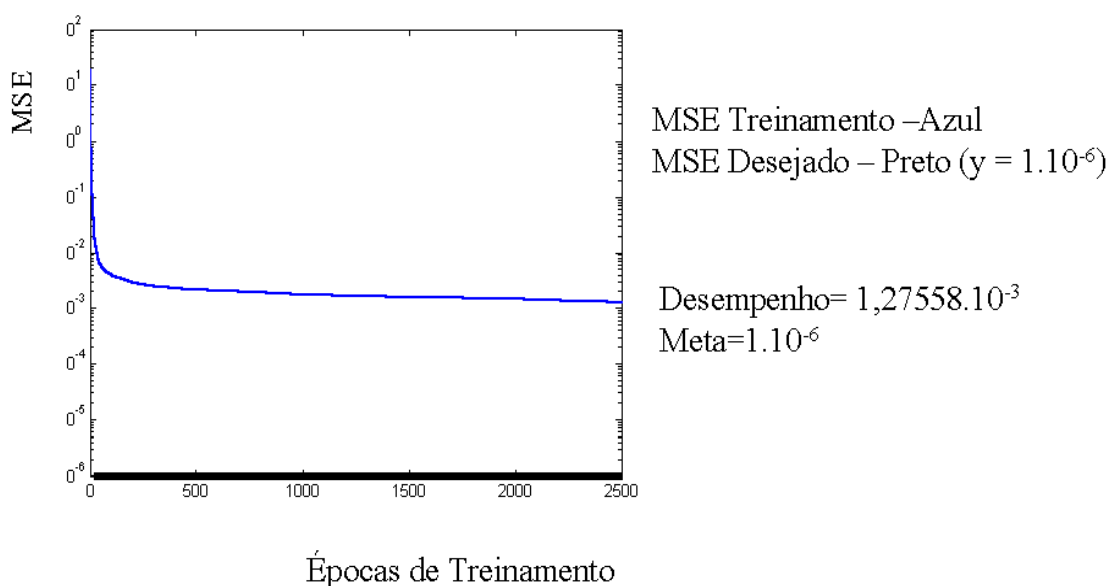


Fig. 5.9: Erro médio quadrático típico ( $1,28 \cdot 10^{-3}$ ) para o algoritmo de retropropagação resiliente, tempo de treinamento de aproximadamente 2 horas.

Tendo agora o resultado da rede neural (pesos das conexões definidos e polarizações dos nós definidas) aplica-se a esta rede o conjunto total (as 20625 instâncias) dos dados de entrada normalizados. Os valores correspondentes de saída da rede neural são armazenados em um vetor de saída e convertidos a nH, para permitir posterior comparação com os dados de saída desejados, armazenados em outro vetor

(aqui disponíveis, porque a simulação eletromagnética foi realizada totalmente). As figuras que mostram esta comparação estão no item 6.9.

#### **5.10.2 Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo Método de Levenberg-Marquardt**

Tendo em vista que a resposta em frequência das reatâncias, utilizando o método de retropropagação resiliente, ainda não era o ideal procurou-se empregar o método de retropropagação com algoritmo de Levenberg-Marquardt, sobre uma rede neural de 5 entradas, 14 neurônios ocultos na primeira camada de função de ativação tangente hiperbólica, 12 neurônios ocultos na segunda camada de função de ativação tangente hiperbólica e 1 neurônio na camada de saída. Foi necessário recorrer a uma arquitetura de rede neural um pouco menor (com relação à mencionada no item anterior) porque este algoritmo implica em ocupação muito grande da memória e para redes grandes isto implicou em insuficiência dos recursos disponíveis no computador. Recorreu-se ao algoritmo de Levenberg-Marquardt devido a referências [28] encontradas relatando o sucesso deste método na criação de redes neurais que avaliam o resultado da aplicação das equações de Maxwell. A sofisticação matemática deste algoritmo também tem levado ao seu emprego em muitos trabalhos recentes. Entretanto, tal método não levou à melhoria significativa dos resultados neste caso específico (o erro médio quadrático continuou em torno de  $1.10^{-3}$ ), e o tempo de simulação aumentou significativamente. Por este método, realiza-se em torno de 300 épocas, para esta rede, para um intervalo de 12 horas. As figuras comparativas que detalham o desempenho deste método estão no item 6.10.

### **5.10.3 Treinamento com Definição dos Pesos da Rede Neural pelo método de Levenberg-Marquardt e com Randomização da ordem dos Dados de Entrada a cada Época**

A última tentativa para melhorar os dados obtidos foi realizada executando simultaneamente a permutação randômica simultânea das linhas das matrizes de entrada de dados geométricos e das reatâncias correspondentes, antes da execução de cada época, na etapa de treinamento da rede neural. O treinamento foi executado usando-se o método de Levenberg-Marquardt, para a mesma estrutura de rede neural definida no item anterior. Verificou-se uma melhora pequena do desempenho em frequência e uma melhoria significativa do desempenho de avaliação do módulo da reatância. As figuras 6.39 e 6.40, do item 6.10, devem ser comparadas com as figuras 6.44 e 6.45 do item 6.11, para observar estas melhorias.

## Capítulo 6: Resultados

O objetivo deste capítulo é o de expor comparativamente as avaliações das reatâncias indutivas normalizadas (valores das reatâncias divididos por  $j\omega$ ), obtidas por todos os métodos disponíveis (utilizando nos cálculos das reatâncias parâmetros concentrados, obtidos por métodos empíricos ou analíticos, ou ainda, tomando-as diretamente de avaliações por simulação eletromagnética total ou por simulação eletromagnética parcial, complementada por avaliação por redes neurais). Os valores obtidos por todos os métodos foram sempre comparados aos valores de reatância indutiva normalizados obtidos pela simulação eletromagnética total.

### 6.1 Sobre a Exposição dos Resultados das Simulações

Os resultados da simulação eletromagnética foram obtidos dos modelos “pi” de faixa estreita fornecidos pelo ASITIC. Estes modelos fornecem os valores de  $R$ ,  $L$  ou  $C$ ,  $Rs1$ ,  $Cs1$ ,  $Rs2$  e  $Cs2$ , conforme mostrados na figura 6.1. O valor de  $L$  fornecido pelo ASITIC, segundo o manual do programa, é um valor de reatância indutiva normalizado (dividido por  $j\omega$ ).

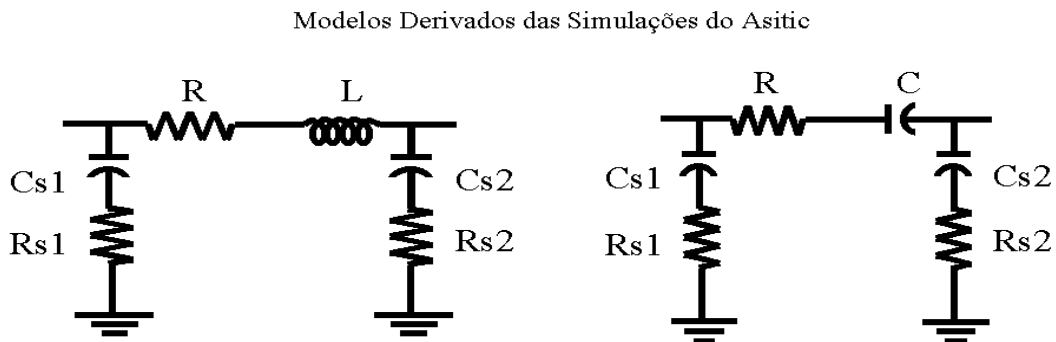


Figura 6.1: Modelos de dois terminais de banda estreita, fornecidos pelo ASITIC



Para expor os resultados das simulações lançou-se mão de gráficos de reatância indutiva por dispositivo simulado. Procurou-se avaliar o desempenho individual de cada indutor através de uma faixa variável de 0,2 a 3,0 GHz. Uma curva de resultados típica, por dispositivo simulado, é mostrada na figura 6.2. O formato é o de “dente de serra”.

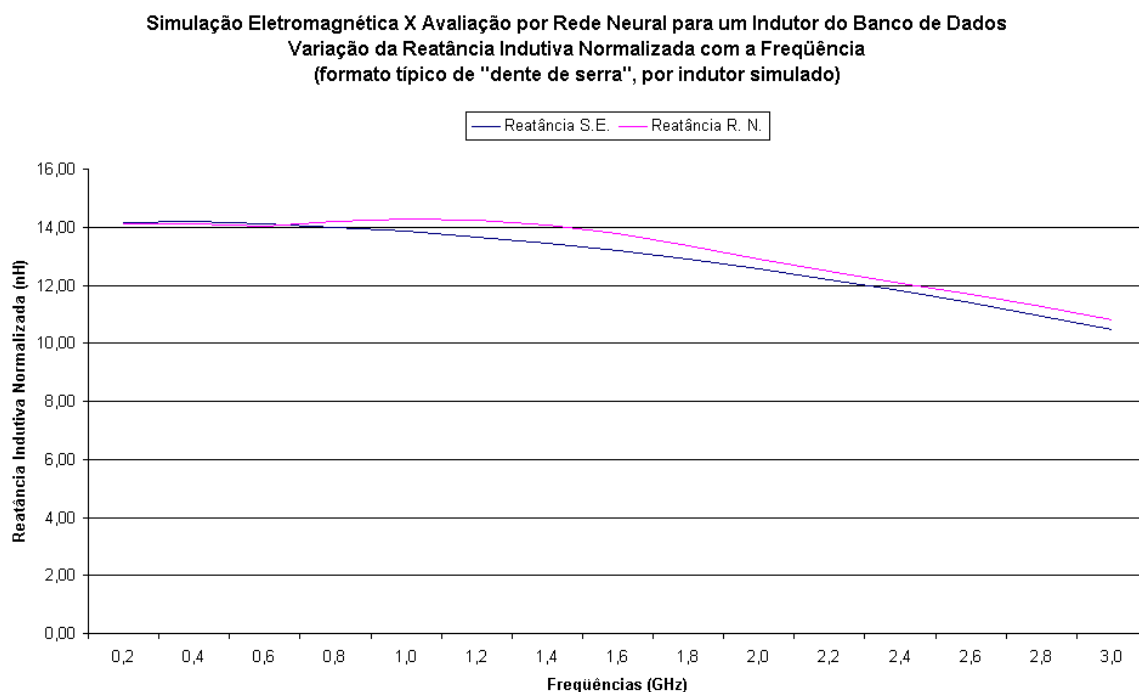


Fig. 6.2: Variação típica da reatância, dentro de uma faixa de frequências

Sucessivos “dentes de serra” ou “degraus” são os resultados da estimativa de reatâncias para dispositivos cujas variáveis de projeto são mudadas atendendo a uma ordem pré-estabelecida: a frequência é variada em primeiro lugar, de 0,2 a 3,0 GHz (se o modelo permitir), seguida pelo número de voltas das espirais, o espaçamento entre trilhas, a largura das trilhas e, finalmente o comprimento do raio que circunscreve cada indutor. Pode-se pensar no eixo horizontal (rotulado como número do indutor no banco de dados) como tendo efetivamente 5 variáveis: frequência, número de voltas, largura de espaçamento entre trilhas, largura de trilhas e raio circunscrito. A frequência assume valores como uma função periódica, o número de voltas assume valores de modo a representar uma espira que torna-se cada vez mais oca, o espaçamento entre trilhas e a

largura das trilhas assumem valores cada vez maiores e o raio circunscrito assume valores que representam uma espiral que vai diminuindo progressivamente de tamanho. Os primeiros indutores simulados estão inscritos em uma circunferência de 300  $\mu\text{m}$  de raio e os últimos em uma circunferência de 50  $\mu\text{m}$ .

As curvas mostradas na figura 6.3 mostram os resultados da simulação eletromagnética para um conjunto de 7 indutores sucessivos do banco de dados de geometrias, cada um simulado para 120 frequências, entre 25 MHz e 3,0 GHz.

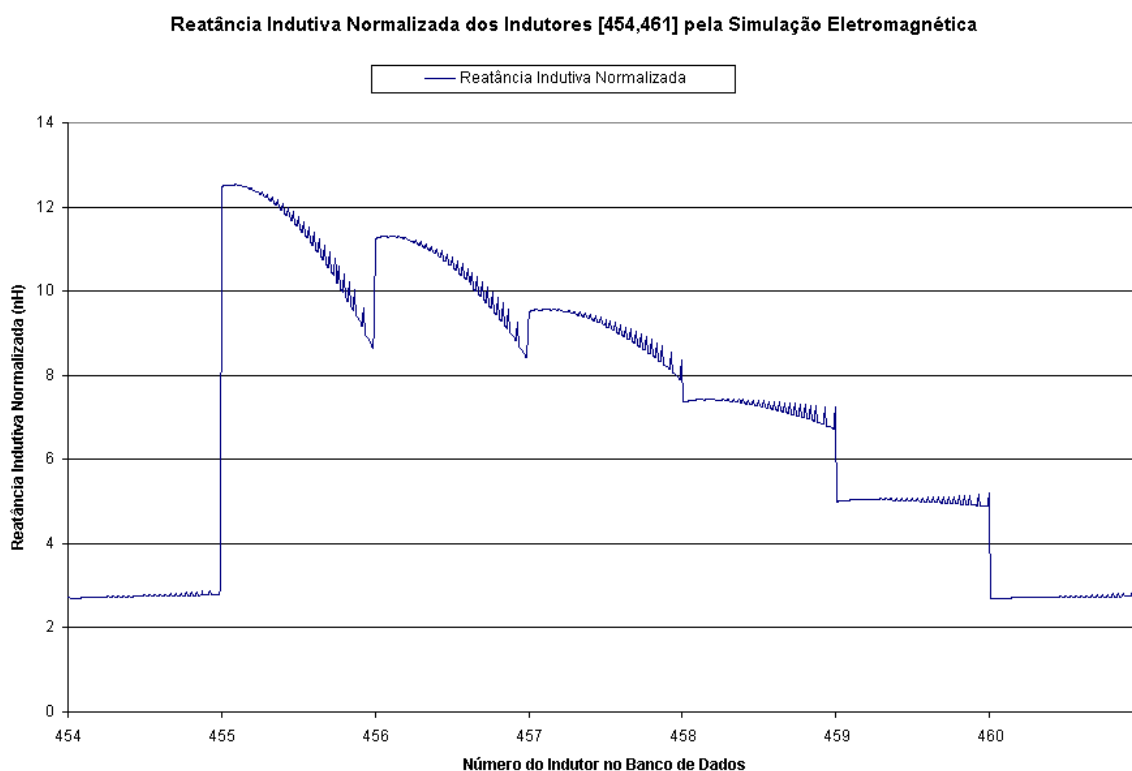
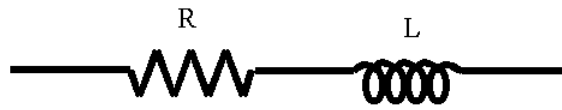


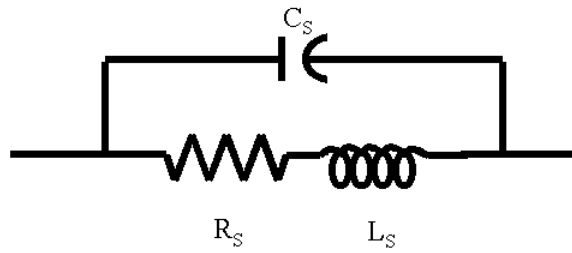
Fig. 6.3: Variação da reatância indutiva normalizada com a frequência e com o número de espiras, para os indutores de 455 a 460, no banco de dados (valores obtidos do banco de dados de 1622 dispositivos, de análise expandida em frequência, mencionado no anexo 14)

Quando nos itens a seguir for mencionada a comparação entre os valores de reatância indutiva normalizada, obtidos através da simulação eletromagnética e os valores de reatância obtidos por outros métodos (calculada usando valores de indutância obtidos pelos métodos de Mohan, Wheeler modificado, expressão monômica ou

Greenhouse), estará sendo feita referência à reatância do ramo superior do circuito “pi” do modelo de parâmetros concentrados mostrado no capítulo 2 (ver fig. 2.19) para calcular o valor da impedância equivalente  $R+jX$  (ver fig. 6.1). Este ramo superior tem o objetivo de modelar a espiral metálica. O valor do reativo desta impedância, dividido por  $j\omega$  é que será comparado com o valor da reatância indutiva normalizada fornecida pelo ASITIC, que também tem o objetivo de modelar a espiral metálica do indutor.



Equivalente do Circuito Metálico da Espiral do Indutor segundo o ASITIC



Modelo de Parâmetros Concentrados do Circuito Metálico da Espiral

Fig. 6.4: Modelagem das espirais metálicas segundo o ASITIC e segundo o modelo de parâmetros concentrados do capítulo 2.

Para poder comparar os resultados deste modelo com os resultados do ASITIC, deve ser empregada a seguinte expressão analítica, obtida do desenvolvimento do circuito paralelo da fig. 6.4, para avaliação das impedâncias das espiras metálicas do indutor, segundo o modelo “pi”, descrito no capítulo 2:

$$Z_{EQUIV.} = \frac{R_S}{\omega^2 R_S^2 C_S^2 + (\omega^2 L_S C_S - 1)^2} + j\omega \frac{(L_S - R_S^2 C_S - \omega^2 L_S^2 C_S)}{\omega^2 R_S^2 C_S^2 + (\omega^2 L_S C_S - 1)^2} \quad (6.1)$$

Nesta expressão  $\omega$  é a velocidade angular,  $L_S$  é a indutância, em H (henries),  $R_S$  é a resistência série do metal do indutor (em  $\Omega$ ), e  $C_S$  é a capacitância de sobreposição (“overlap”). Todas estas grandezas podem ser avaliadas pelas fórmulas detalhadas no capítulo 2, em que o modelo “pi” foi exposto. Inclusive os valores de  $R_S$  e  $C_S$  podem ser avaliados rapidamente para grandes conjuntos de indutores, por um pequeno programa em Matlab (ver anexo 12).

Quando a frequência possuir valores baixos (em torno de 200 MHz, para o nosso caso), a expressão da equação 6.1 tende a se simplificar, assumindo a forma da equação 6.2.

$$Z_{EQUIV} = R_S + j\omega L_S \quad (6.2)$$

O valor da reatância normalizada (dividida por  $j\omega$ ) nesta expressão é igual à indutância às baixas frequências (o que pode originar alguma confusão, pois nas frequências mais elevadas, isto já não ocorre).

Poderá inclusive ser notado nos gráficos que esta reatância tende a valores elevados em frequências elevadas, se comparados aos valores obtidos pela simulação eletromagnética. Interpretamos este fato como sendo decorrente do fato do modelo proposto para as espirais metálicas no capítulo 2 não levar em conta características de acoplamento entre o circuito metálico da espira e as correntes parasitas no substrato. Este fato ocorre mais acentuadamente para indutores com grandes áreas de acoplamento com o substrato (com raio externo grande e muitas trilhas). A simulação eletromagnética, por outro lado, considera este acoplamento, reduzindo o valor da reatância. Existem outros modelos mais complexos que o modelo exposto no capítulo 2, que levam estas características em conta [1]. O fato interessante que se pode verificar é que tanto o método de avaliar os parâmetros concentrados, como o modelo escolhido para agregar estes parâmetros, têm influência no valor da reatância final.

## **6.2 Considerações sobre a Execução de Projeto Utilizando os Valores da Simulação Eletromagnética**

A técnica de projetar por pesquisa em bancos de dados pode ser eficaz, justificando os investimentos na preparação do banco de dados necessário. Porém é necessário tomar algumas precauções antes de usar os dados obtidos através de uma seleção no banco de dados criado por simulação eletromagnética.

Para podermos melhorar as conclusões, concluímos ser necessário ampliar a escala da simulação eletromagnética. Para isto foram simulados 1622 indutores planares simples, de 4 lados, em 120 frequências (com intervalos de 25 MHz), correspondendo a 192899 instâncias. Esta simulação consumiu 120 horas. Gráficos ilustrativos do desempenho do simulador, sobre diversos intervalos, constam do anexo 10. As considerações advindas da observação destes dados são comentadas a seguir e é exemplificada a utilização dos dados deste banco de dados no projeto de um indutor específico.

Pelo que se pode observar dos dados da simulação ampliada, o simulador eletromagnético também não tem desempenho perfeito, e introduz muito ruído nos resultados quando a frequência aumenta e, principalmente, quando se aproxima e ultrapassa a frequência de ressonância. Acredita-se que estas oscilações estejam relacionadas a problemas com inversão de matrizes com valor de discriminante próximo a zero. No arquivo original, obtido do simulador ASITIC, notou-se que após a ressonância, para um dado indutor, os valores obtidos alternavam-se entre capacitivos e indutivos, inclusive assumindo grandes amplitudes para os valores indutivos, o que não corresponde à realidade (são somente capacitivos). Para tentar melhorar os resultados (suprimindo as oscilações) foi colocado um filtro, no programa gerador de banco de dados, que atribui o valor nulo para a reatância para todas as frequências, a partir da primeira frequência em que o resultado da simulação seja nulo. Esta medida suprime

muitos valores oscilantes, mas não resolve o problema totalmente, porque mesmo antes da frequência de ressonância ser atingida, também são gerados valores oscilantes com amplitudes relativas razoáveis. Estes valores oscilantes não podem ser eliminados sumariamente. É difícil diferenciar o que pode ser um ruído do que é uma característica natural do equipamento. Uma análise rápida, baseada na comparação com indutores anteriores e com os valores obtidos para o mesmo indutor em frequências adjacentes, é fundamental para evitar uma seleção de equipamento com características desejadas duvidosas. Esta situação está detalhada na figura 6.5. Para obter esta figura já foi utilizado um banco de dados submetido ao filtro básico de oscilações, acima mencionado. Note-se que ainda há muito ruído.

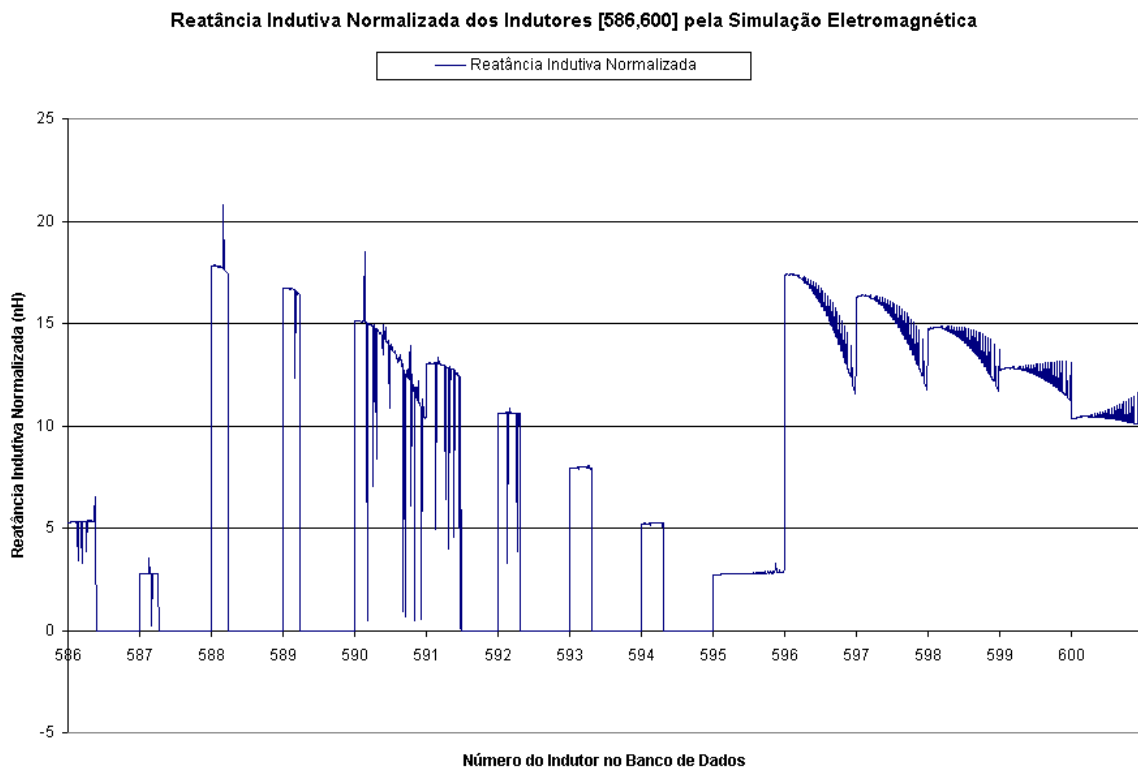


Fig. 6.5 : Ruídos gerados no banco de dados pela simulação eletromagnética, mesmo antes de ser atingida a frequência de ressonância (ao contrário do que acontece com os ruídos gerados após a frequência de ressonância, estes ruídos são mais difíceis de identificar automaticamente, para evitar que contaminem o banco de dados)

O procedimento mais recomendado ao executar uma pesquisa de projeto no banco de dados é o de executar uma segunda pesquisa sobre os dados já filtrados, verificando o comportamento das variáveis de projeto, ao longo de toda a faixa desejada de frequências de operação. Veja-se, por exemplo, o caso da pesquisa de um indutor desejado de 4,0 a 4,4 nH, fator de qualidade maior ou igual a 2 e frequência de ressonância maior do que 4,0 GHz. A pesquisa nos forneceu os seguintes resultados, mostrados na figura 6.6:

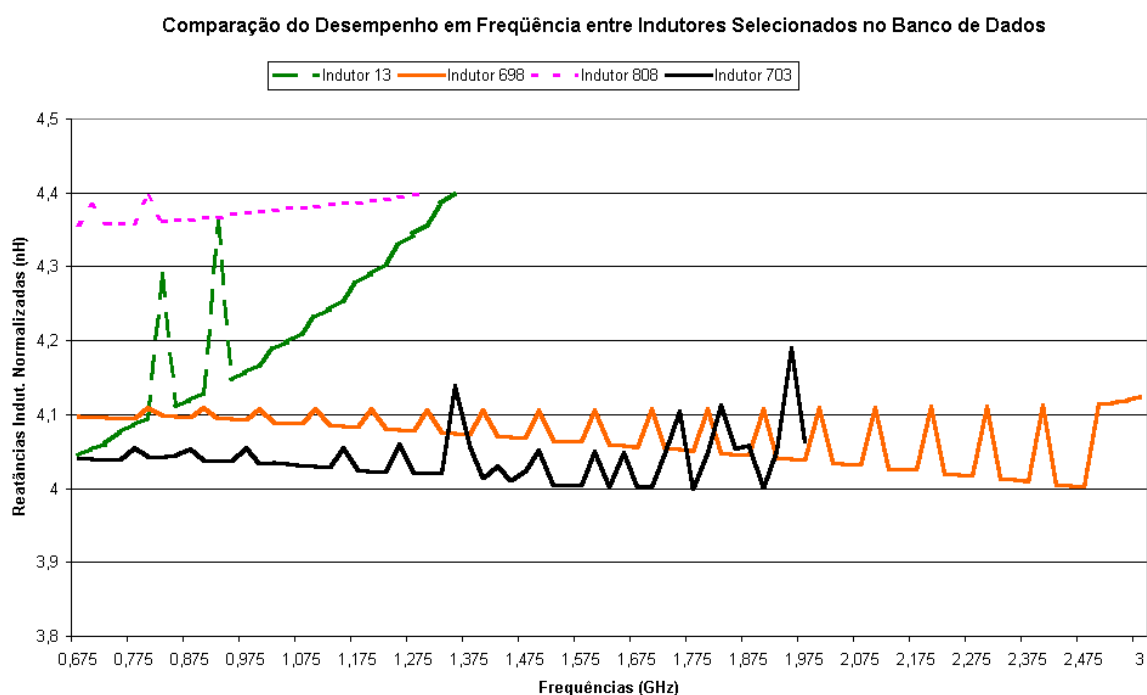


Fig. 6.6: Comparação de reatâncias indutivas normalizadas de diferentes indutores, selecionados pela pesquisa, ao longo da faixa de frequência de operação

As curvas obtidas para os vários indutores indicam claramente que o indutor mais apropriado (o que mantém o valor da reatância razoavelmente constante ao longo de uma faixa de operação de 675 MHz a 3,0 GHz) é o indutor de número 698. Vale a pena pesquisar melhor seus parâmetros no banco e os resultados estão na fig. 6.7. Uma vez identificado o número do indutor no banco de dados, basta acessar a tabela de geometrias e obter as características físicas do mesmo. No caso, o indutor de número

698 é de técnica de construção planar simples (uma camada de metal) , número de lados igual a 4, raio circunscrito igual a  $250\ \mu\text{m}$ , espaçamento entre espiras igual a  $1,5\ \mu\text{m}$ , largura de trilha igual a  $20\ \mu\text{m}$  e número de espiras de 2,75.

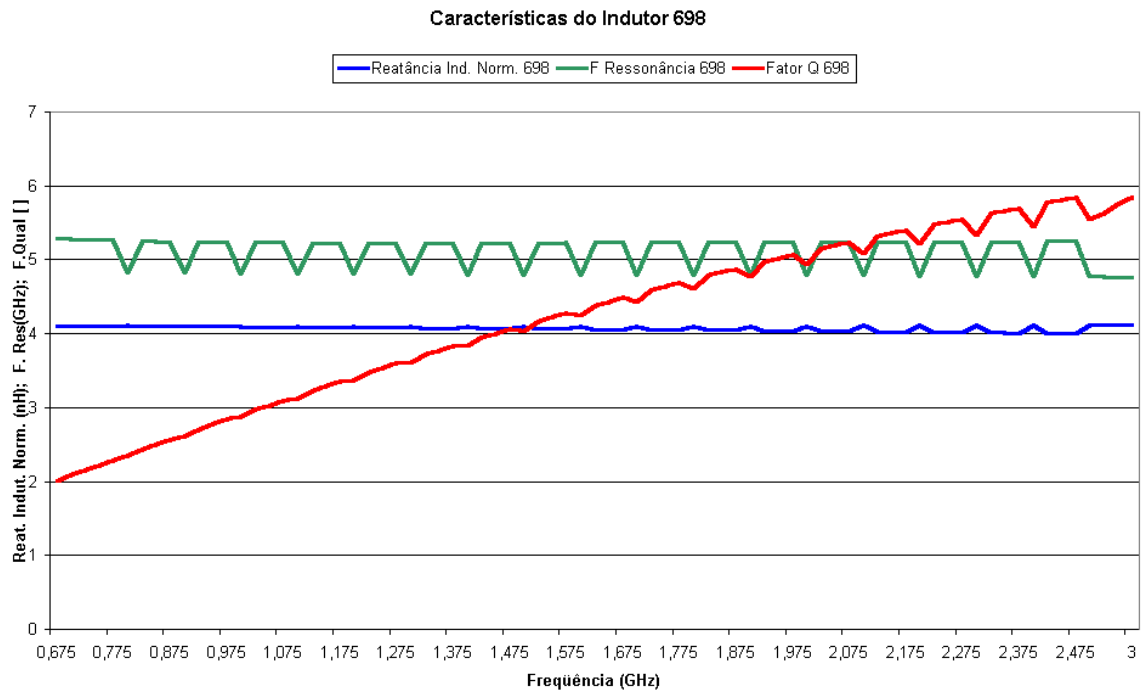


Fig 6.7: Verificação da concordância dos parâmetros do indutor 698 com os parâmetros desejados de seleção

### 6.3 Critérios para a Execução das Comparações entre os Diversos Métodos de Avaliação de Reatâncias

A avaliação das reatâncias foi executada para um conjunto de 1375 indutores planares simples quadrados, variando a frequência em passos de 200 MHz, no intervalo de 200 MHz a 3,0 GHz. Esta avaliação foi feita tanto por aplicação direta de fórmulas empíricas (método de Wheeler modificado ou método das expressões monômias para avaliar a indutância a ser empregada na fórmula 6.1, de cálculo de reatâncias) e analíticas (método de Greenhouse ou método de Mohan para avaliar a indutância a ser empregado na fórmula 6.1, de cálculo de reatâncias), como por simulação eletromagnética. Neste último caso, existem ainda duas possibilidades: a primeira é de



simular todos os indutores do conjunto e arquivar as respostas (este foi o resultado comparado a todos os demais); a segunda é de simular apenas alguns e de criar uma rede neural que calcule as reatâncias. Esta rede neural, posteriormente é aplicada, para gerar as avaliações das reatâncias de todos os indutores e só então os resultados são arquivados no banco de dados. Nos itens 6.4, 6.5, 6.6, 6.7, 6.8, 6.10, 6.11 e 6.12, os valores de reatâncias da simulação eletromagnética total foram obtidos do banco de dados que teve as oscilações de valores oriundas de provável falha no método numérico do ASITIC, nas frequências superiores à de ressonância, suprimidas (filtradas, substituídas pelo valor zero para a reatância). Somente no item 6.9 os valores da simulação mostram tais oscilações. Isto foi intencional, para registrar, ao menos uma vez as oscilações em um conjunto de gráficos.

Todos os métodos de simulação necessitam que sejam especificados os dados geométricos dos indutores. Estes podem ser obtidos facilmente pela aplicação do programa do anexo 1. Os gráficos de comparação de resultados sempre mencionam os números dos indutores simulados do banco de dados no eixo das abscissas. Uma tabela que permite referência rápida aos dados geométricos dos indutores citados encontra-se no anexo 13.

No caso dos métodos que implicam apenas em aplicação de fórmulas (Wheeler, expressão monômica e Mohan) os dados obtidos pelos programas dos anexos 1 e 12 podem ser facilmente transferidos para uma planilha eletrônica (no caso, foi usado o Excel, da Microsoft) e o cálculo da reatância pode ser executado em minutos, o que realmente é uma grande vantagem.

#### **6.4 Resultados da Aplicação da Fórmula de Wheeler Modificada para Avaliação das Reatâncias**

As figuras a seguir detalham os resultados obtidos para avaliação da reatância, pela fórmula de Wheeler modificada (fórmula 2.7, aplicada na fórmula 6.1). Também, sempre é mostrada a reatância obtida pela simulação eletromagnética total (filtrada após a frequência de ressonância), que é tomada como parâmetro para efeito de comparação.

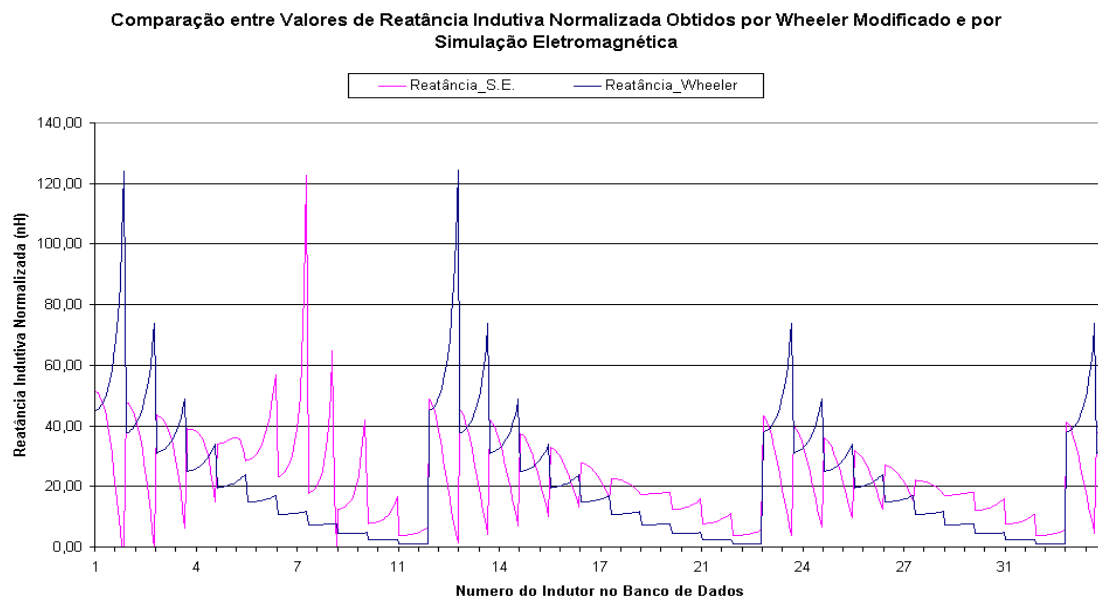


Fig. 6.8: Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33

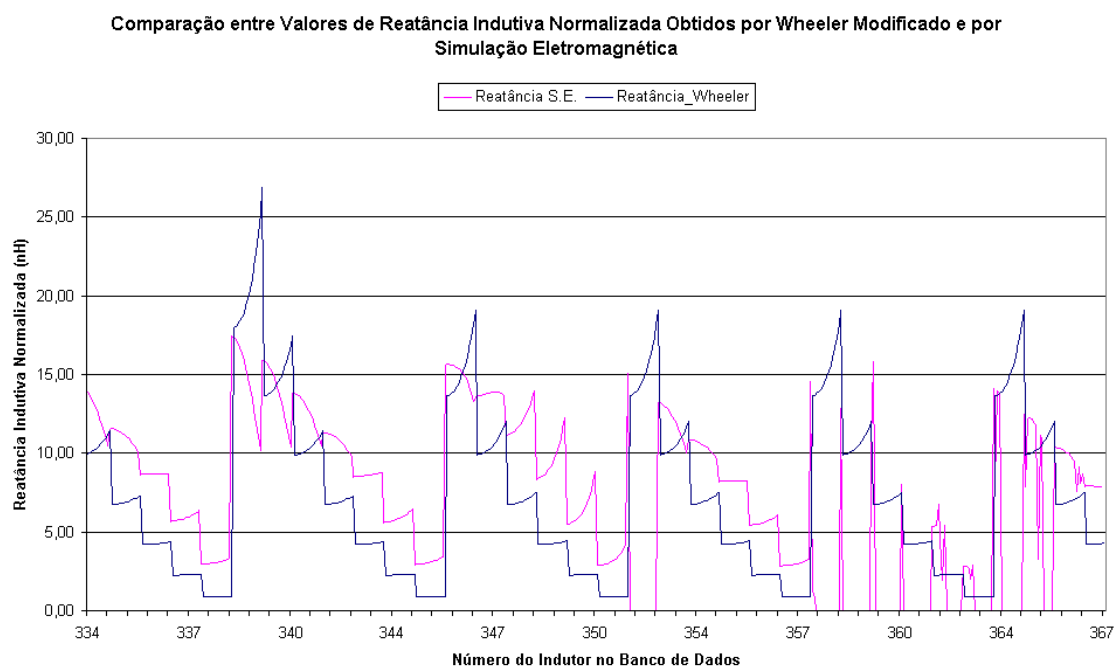


Fig. 6.9: Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 366

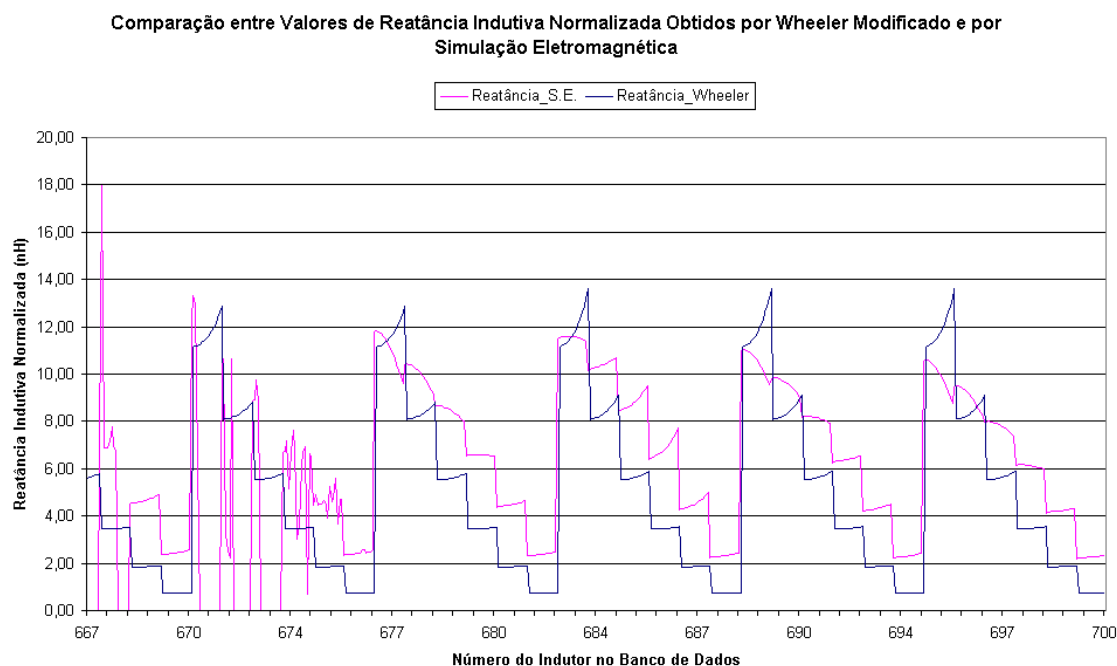


Fig. 6.10: Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700

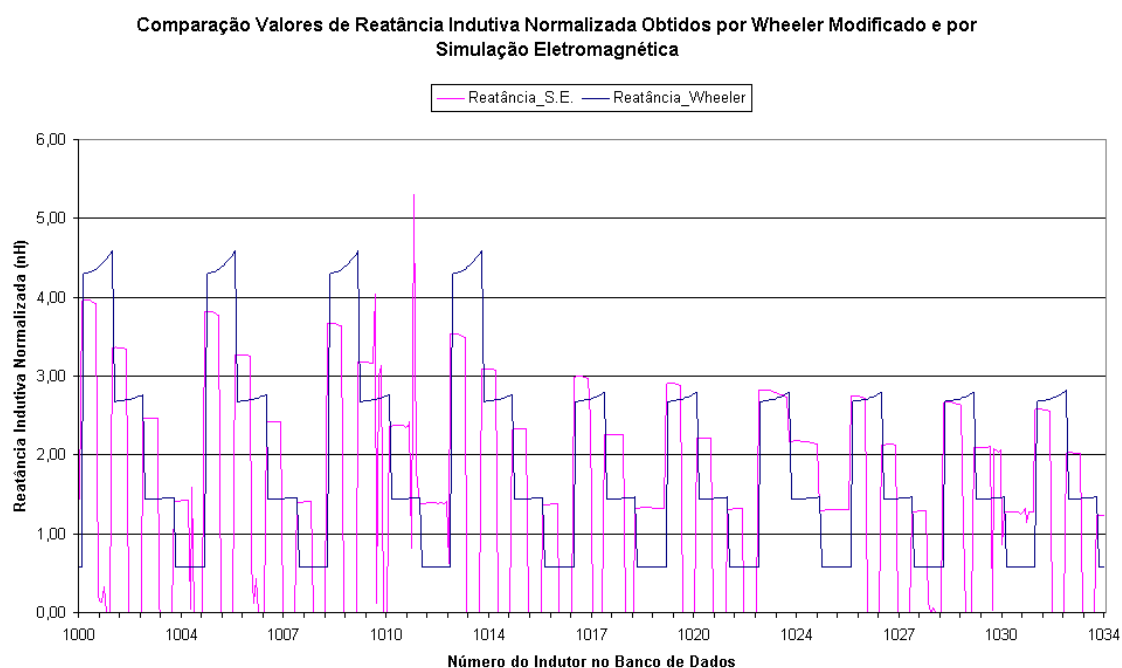


Fig. 6.11: Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033

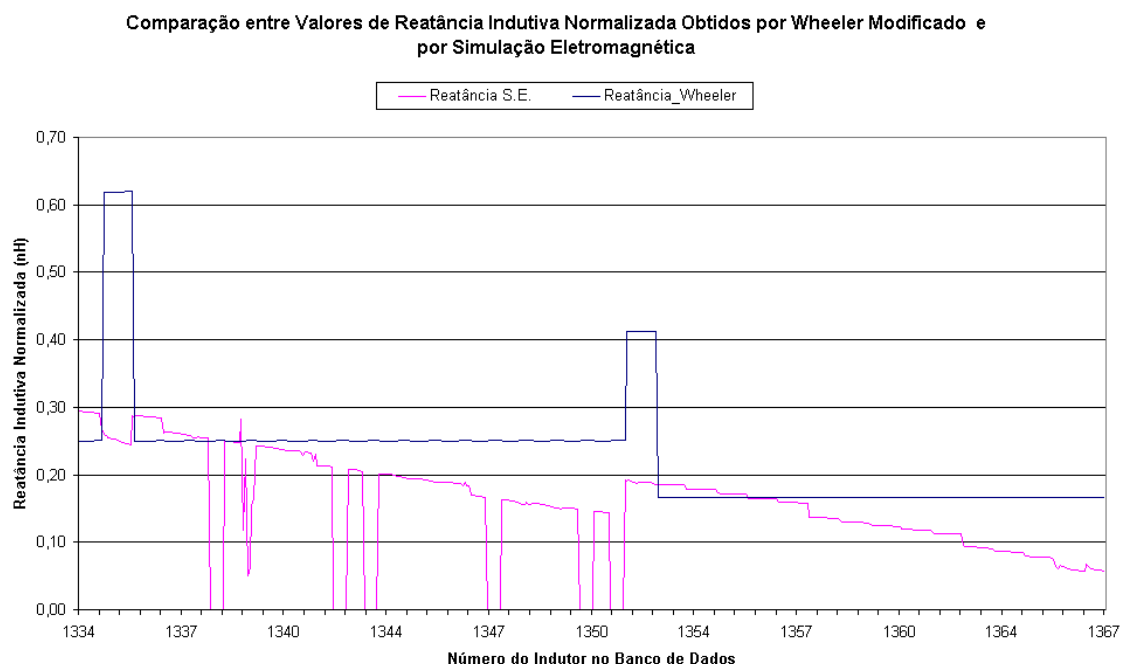


Fig. 6.12: Comparação entre reatâncias obtidas por Wheeler e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367

## 6.5 Resultados da Aplicação do Método de Greenhouse para Avaliação das Reatâncias

As figuras a seguir detalham os resultados obtidos para avaliação da reatância, pelo método dos somatórios de Greenhouse [8] (fórmulas 2.8 a 2.18, posteriormente aplicadas na fórmula 6.1). Também, sempre é mostrada a reatância obtida pela simulação eletromagnética total (filtrada após a frequência de ressonância), que é tomada como parâmetro para efeito de comparação.

É necessário um programa adequado de computador para aplicar a formulação de Greenhouse (anexo 11). A aplicação das equações do método é trabalhosa e demanda várias horas. No caso, para simular 1347 indutores, foram necessárias 40 horas. A aplicação da formulação de Greenhouse é complexa e recomenda-se a interpretação do programa do anexo 11, simultaneamente à leitura do resumo da teoria do capítulo 2.

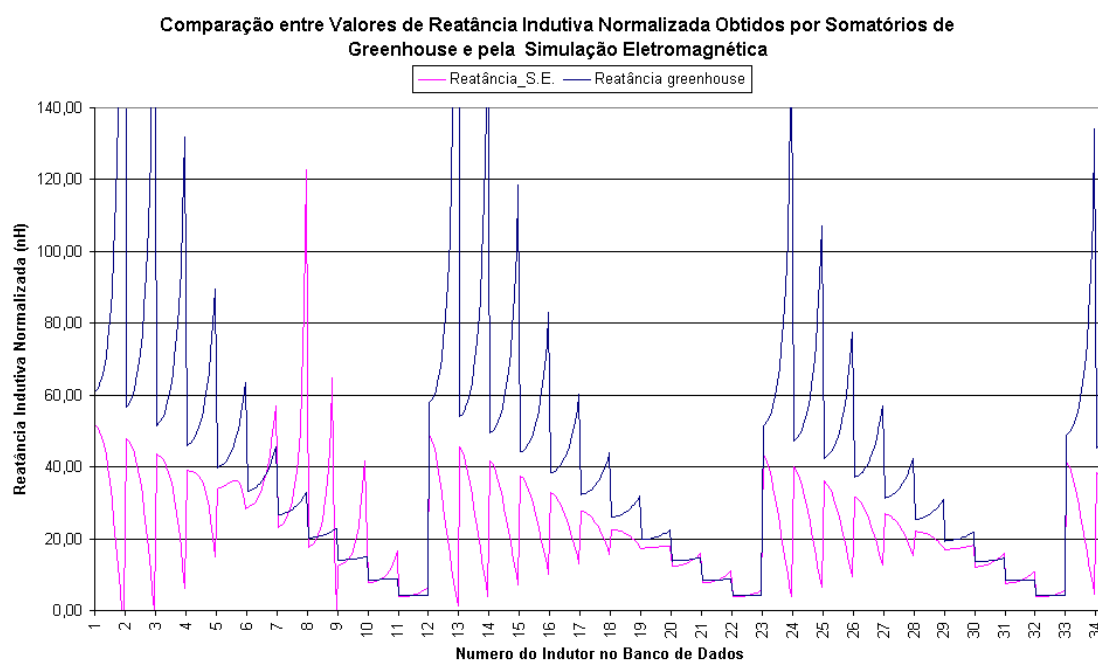


Fig. 6.13: Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33

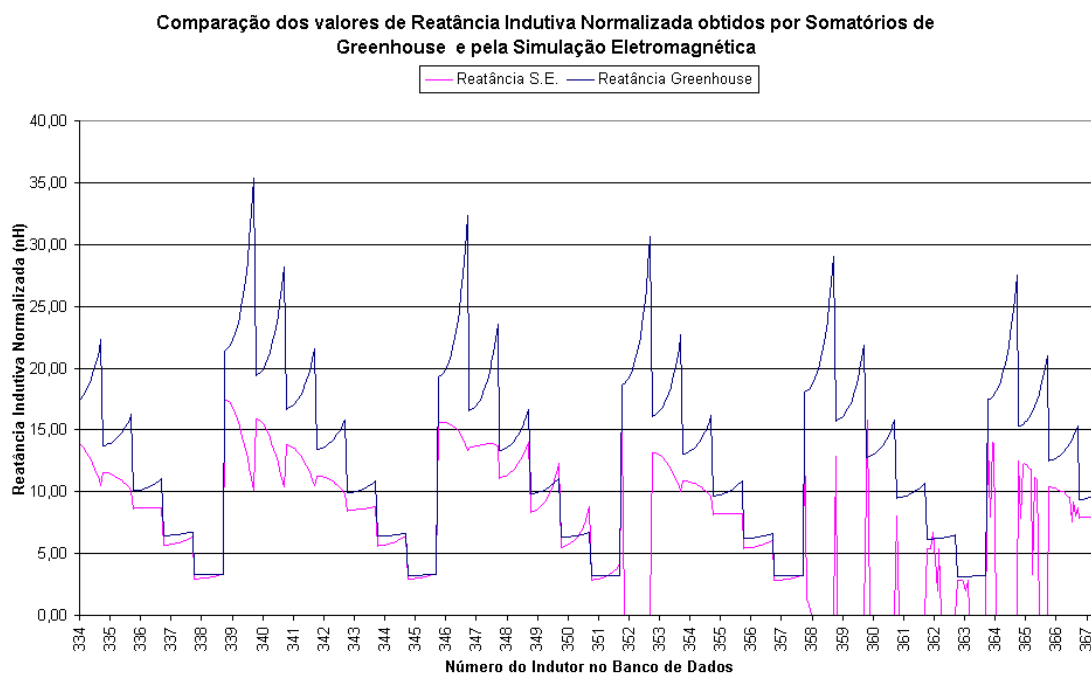


Fig. 6.14: Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 367

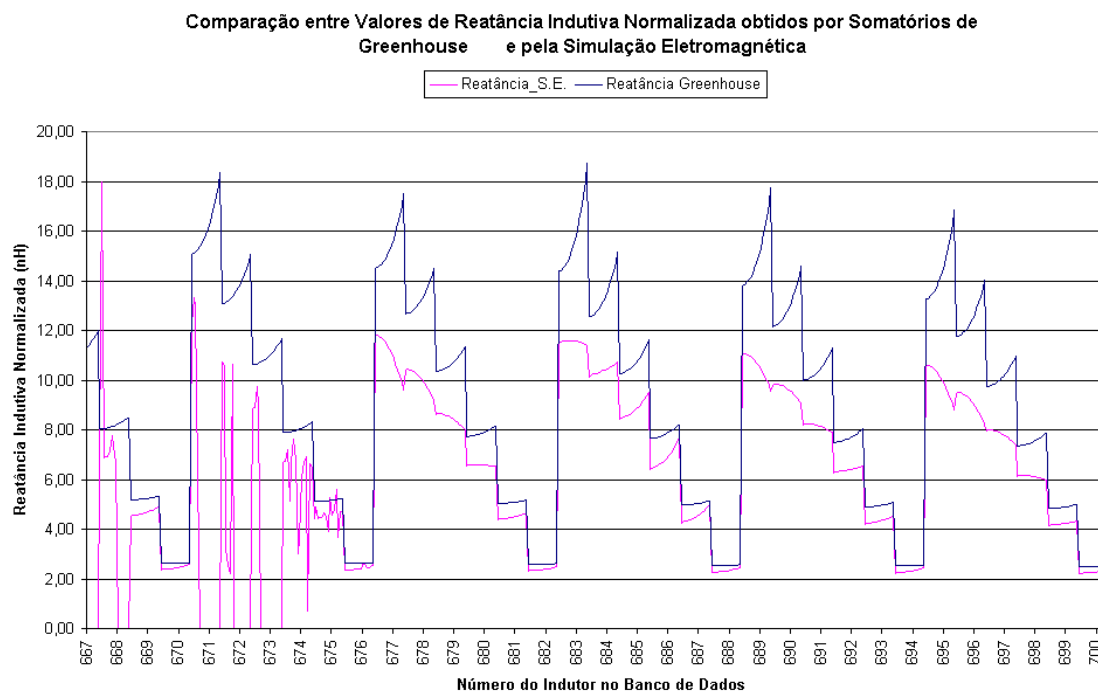


Fig. 6.15: Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700

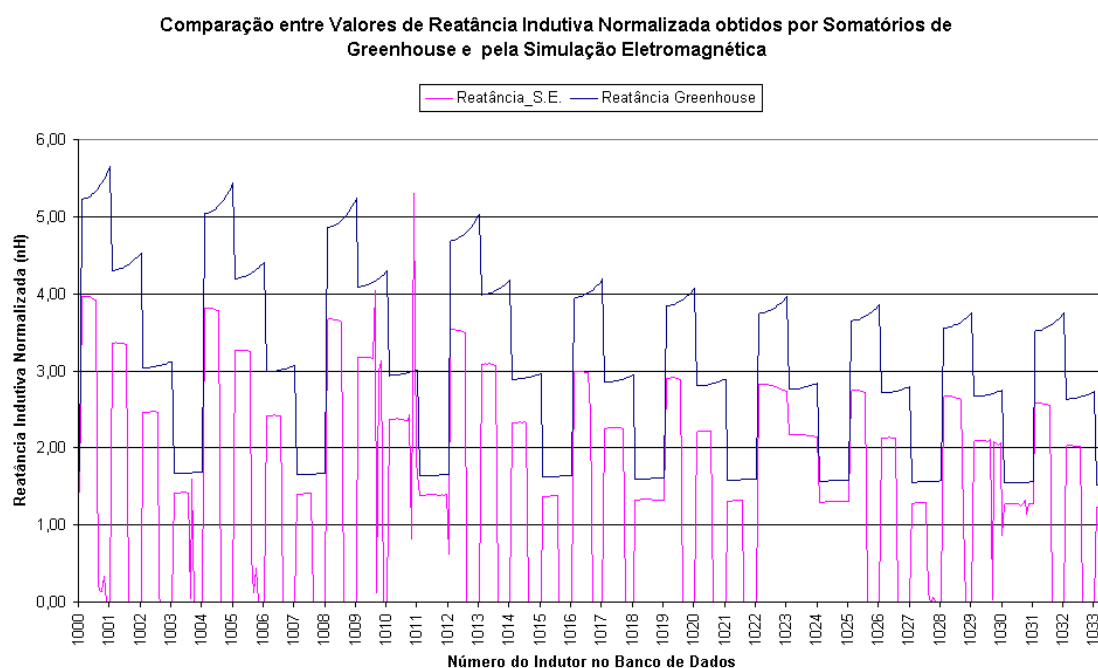


Fig. 6.16: Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033

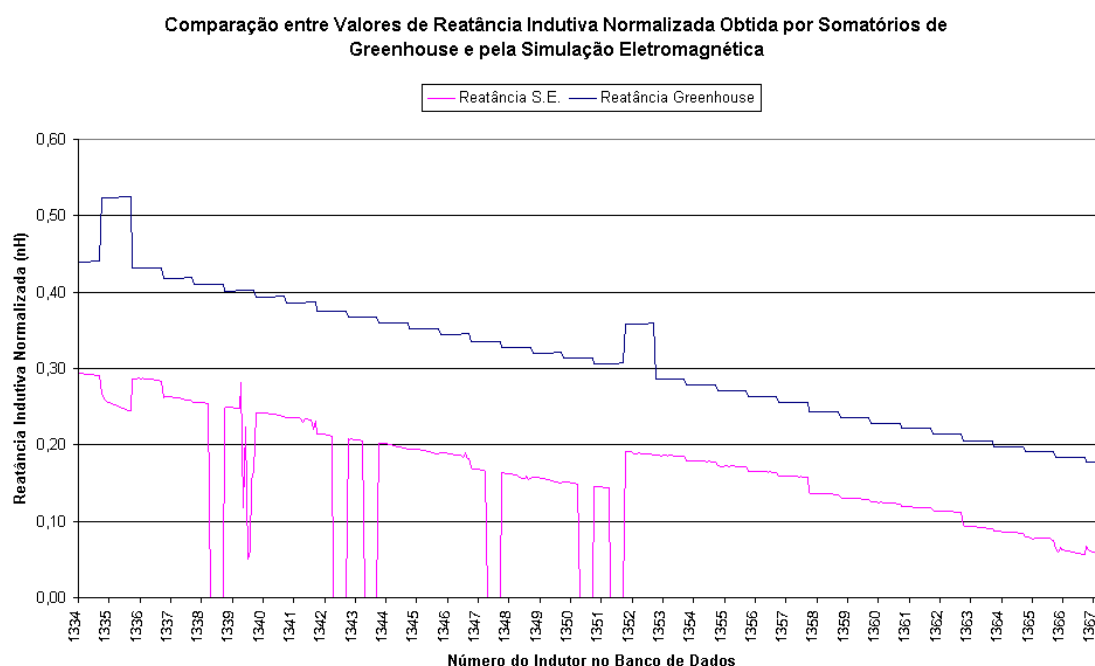


Fig. 6.17: Comparação entre reatâncias obtidas pelos somatórios de Greenhouse e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367

## 6.6 Resultados da Aplicação do Método das Placas de Corrente (Mohan) para Avaliação das Reatâncias

As figuras a seguir detalham os resultados obtidos para avaliação da reatância, pelo método das placas de corrente equivalentes de Mohan [7] (resultados da fórmula 2.19 aplicados na fórmula 6.1). Também, sempre é mostrada a reatância obtida pela simulação eletromagnética total (filtrada após a ressonância), que é tomada como parâmetro para efeito de comparação.

Pode-se dizer que a principal vantagem deste método é a rapidez, possibilitando uma avaliação das indutâncias, para milhares de indutores em minutos.

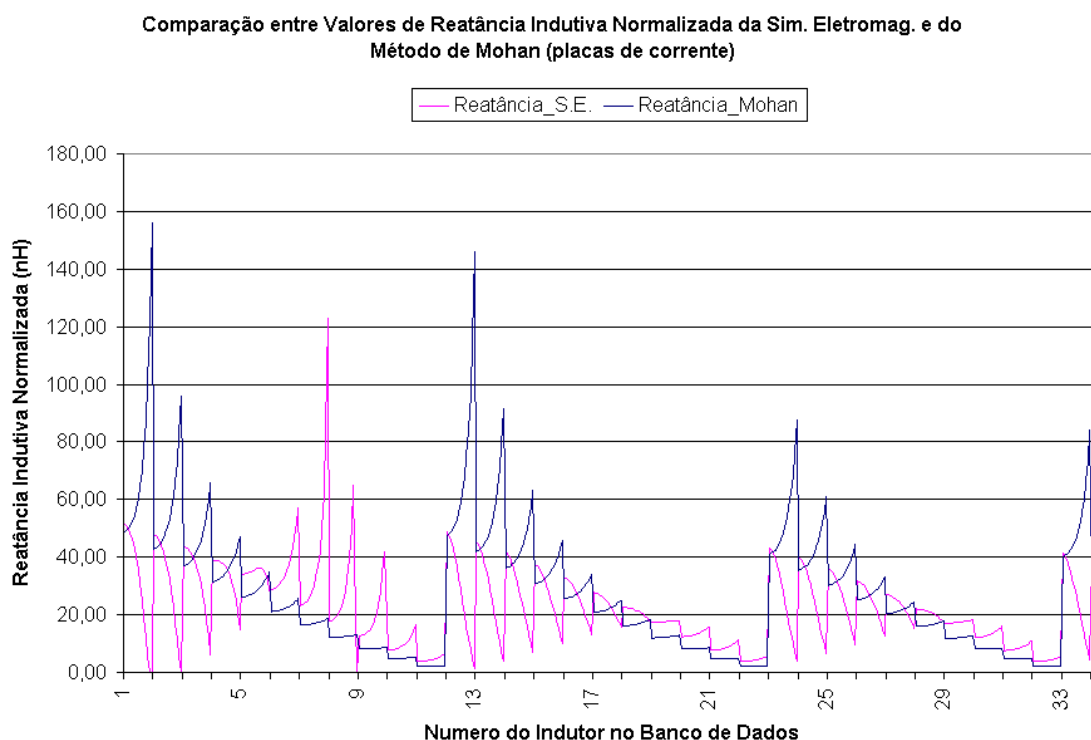


Fig. 6.18: Comparação entre as reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33

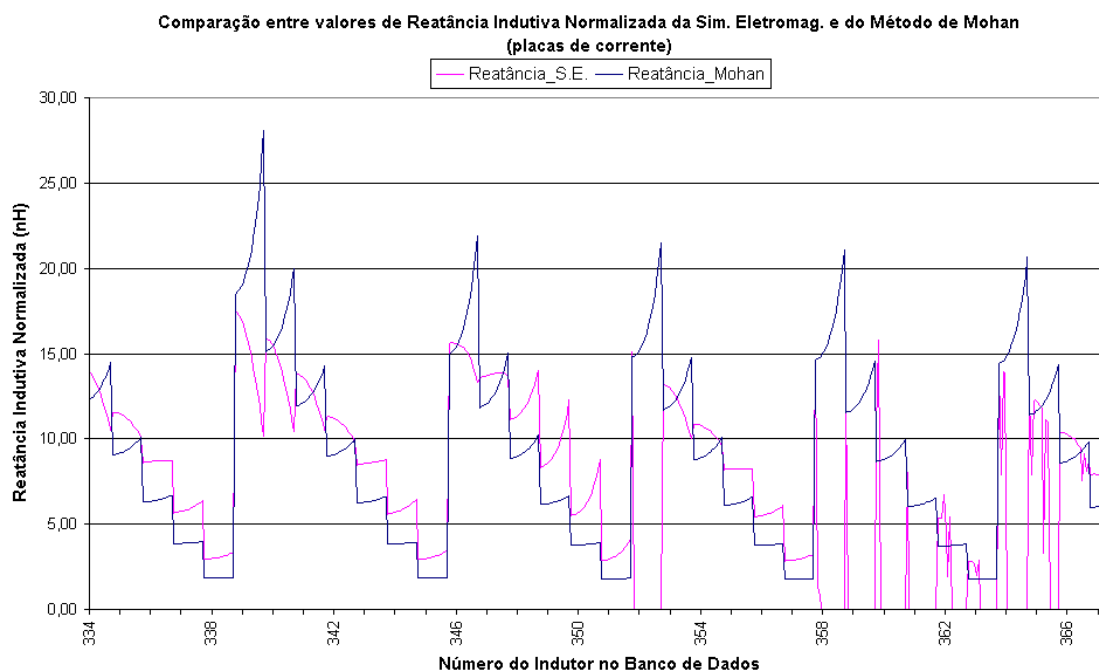


Fig. 6.19: Comparação entre as reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 334 a 366



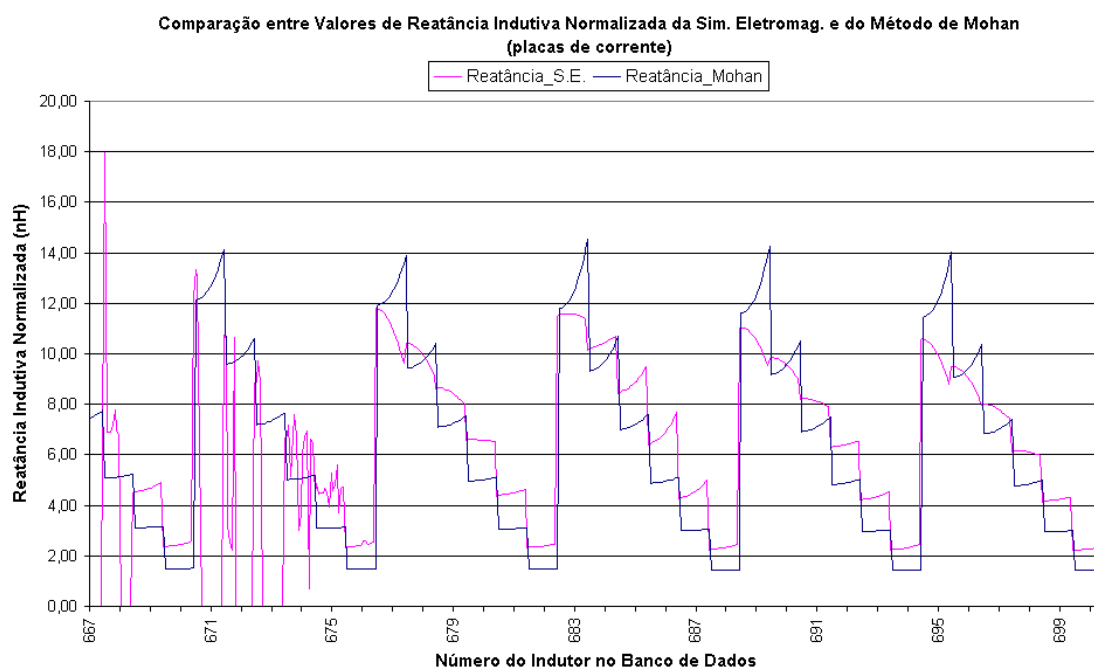


Fig. 6.20: Comparação entre as reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700

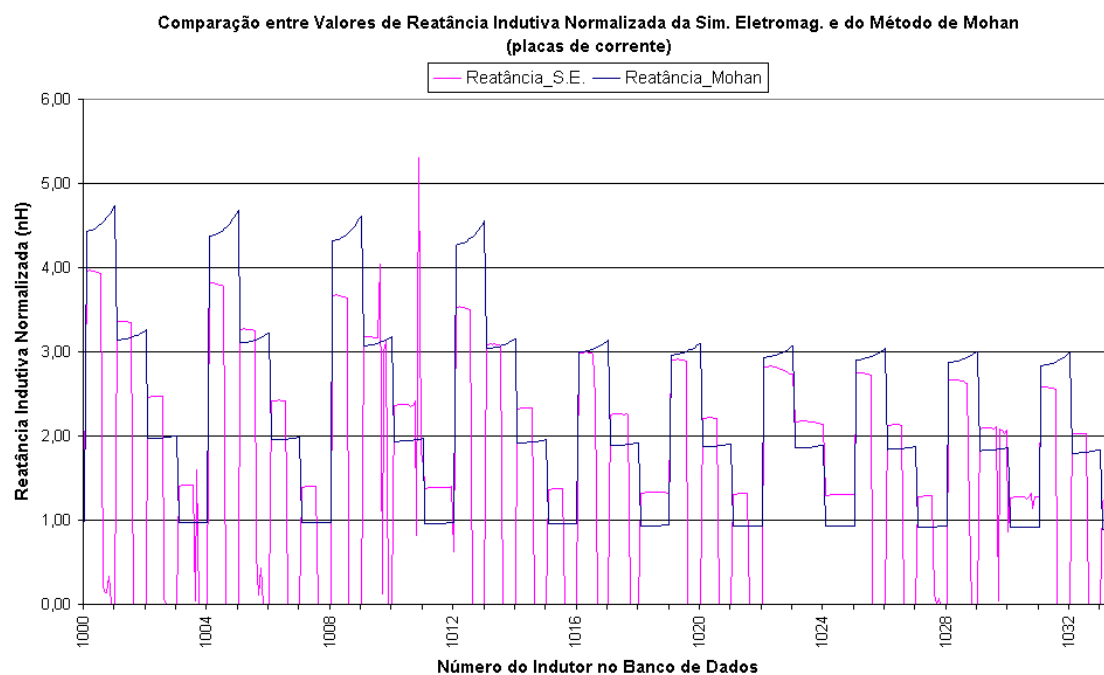


Fig. 6.21: Comparação entre as reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033

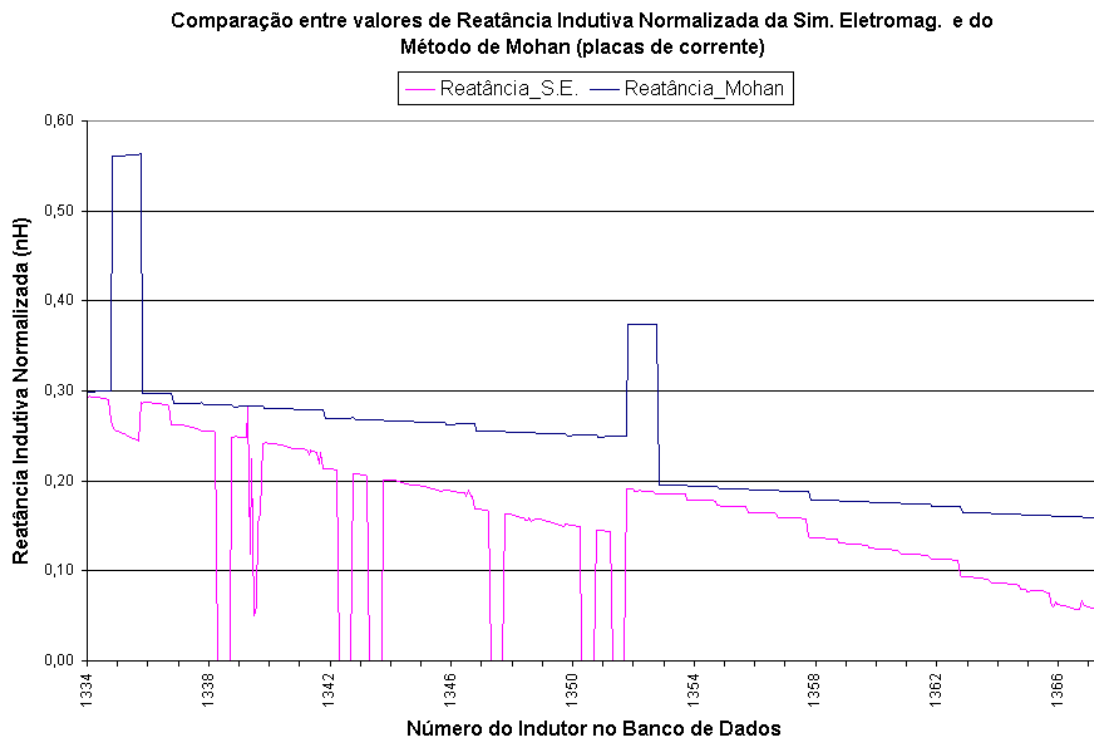


Fig. 6.22: Comparação entre as reatâncias obtidas pelo método das placas de corrente e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367

## 6.7 Resultados da Aplicação da Expressão Monômia para Avaliação das Reatâncias

As figuras a seguir detalham os resultados obtidos para avaliação da reatância, pela expressão monômia com expoentes calculados por métodos de otimização de mínimos quadrados (resultados da fórmula 2.20 aplicados na fórmula 6.1). Também, sempre é mostrada a reatância obtida pela simulação eletromagnética total (filtrada após a frequência de ressonância), que é tomada como parâmetro para efeito de comparação.

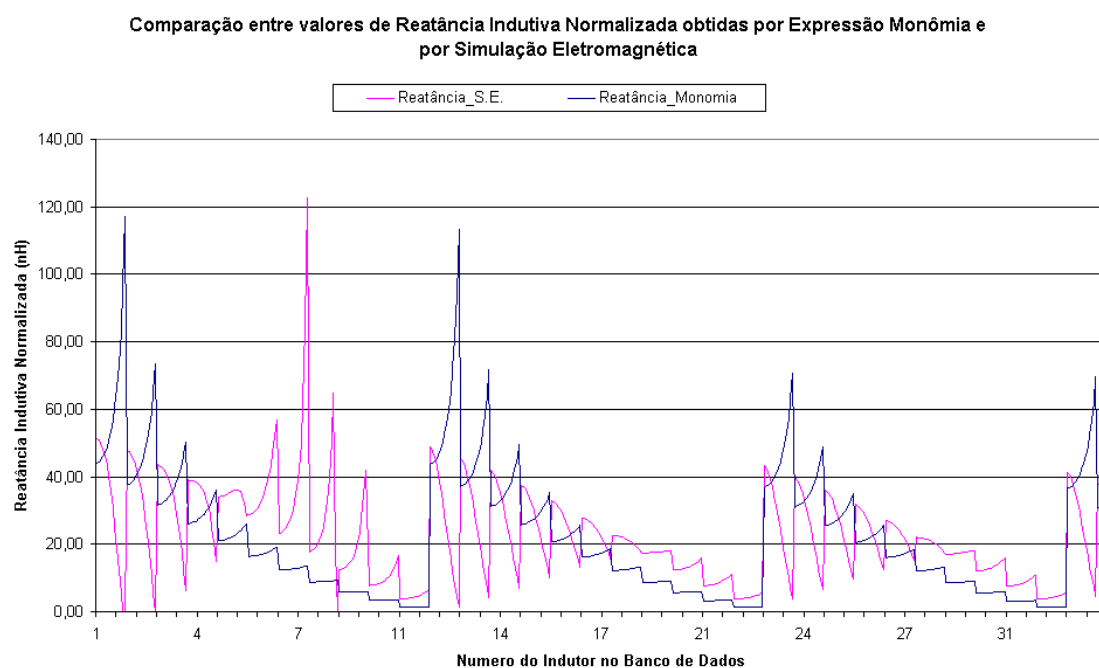


Fig. 6.23: Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1 a 33

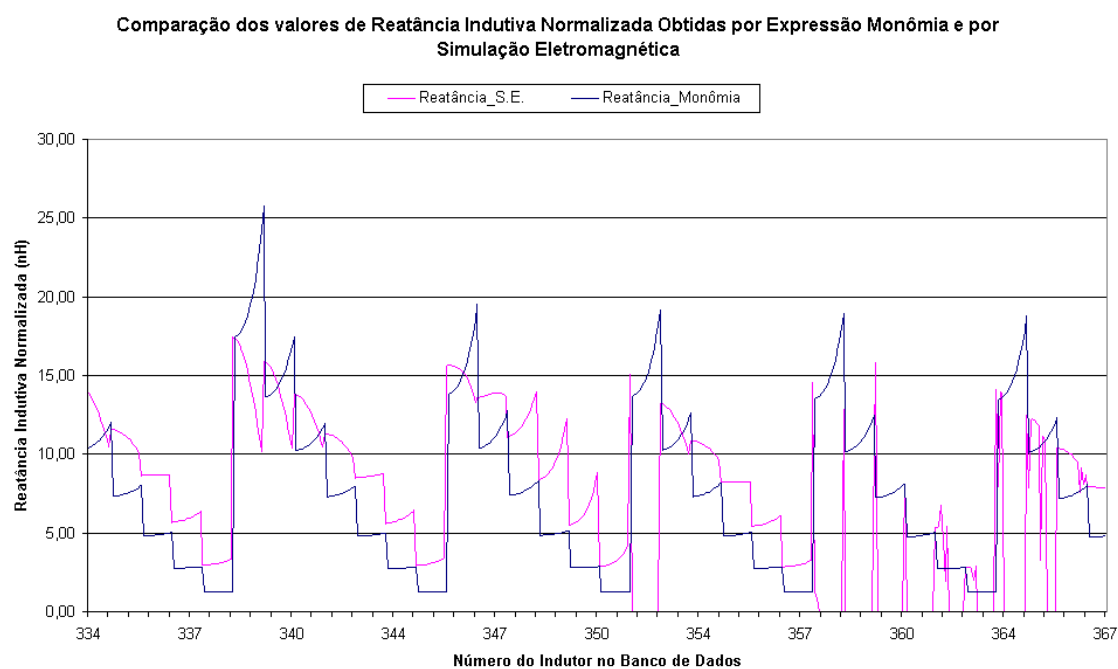


Fig. 6.24: Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – Indutores de 334 a 367

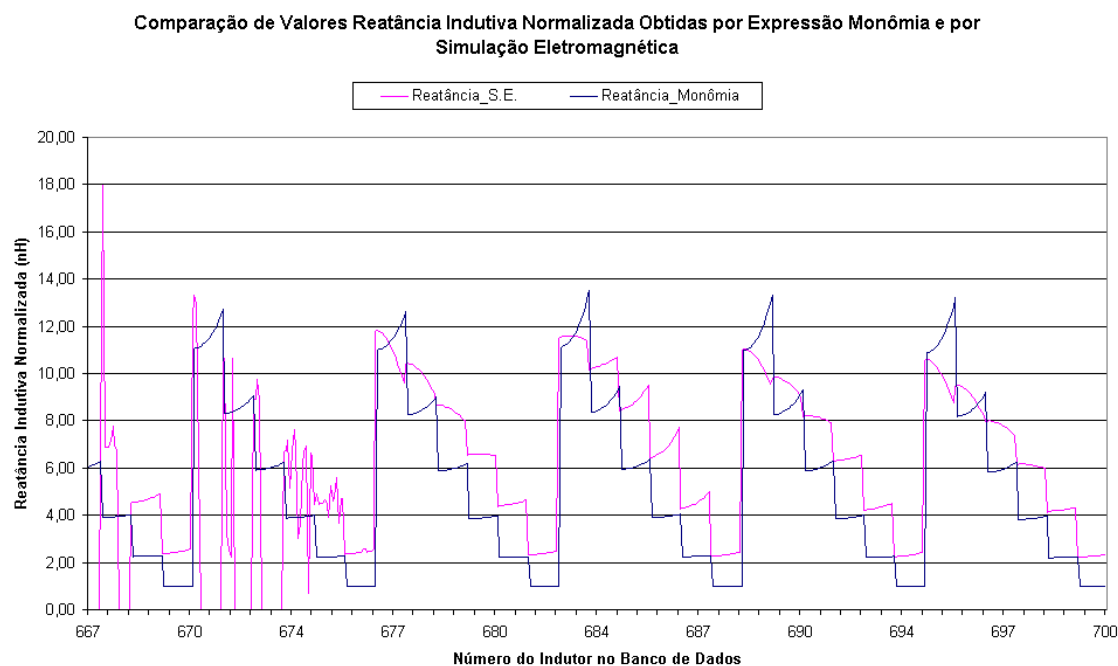


Fig. 6.25: Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 667 a 700

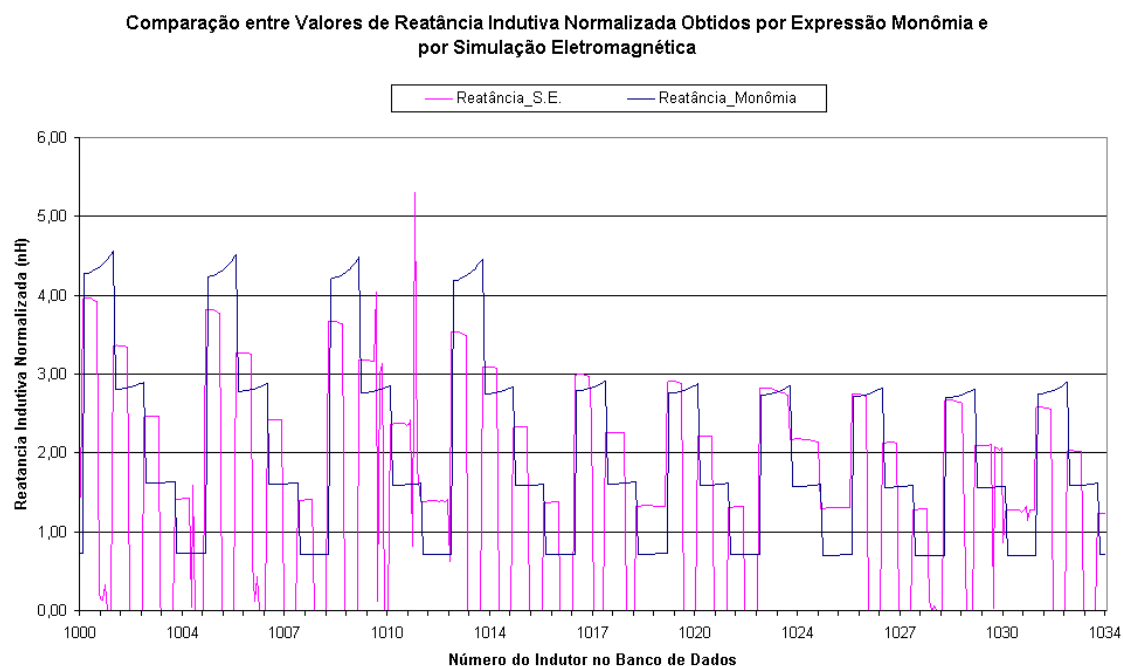


Fig. 6.26: Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1000 a 1033

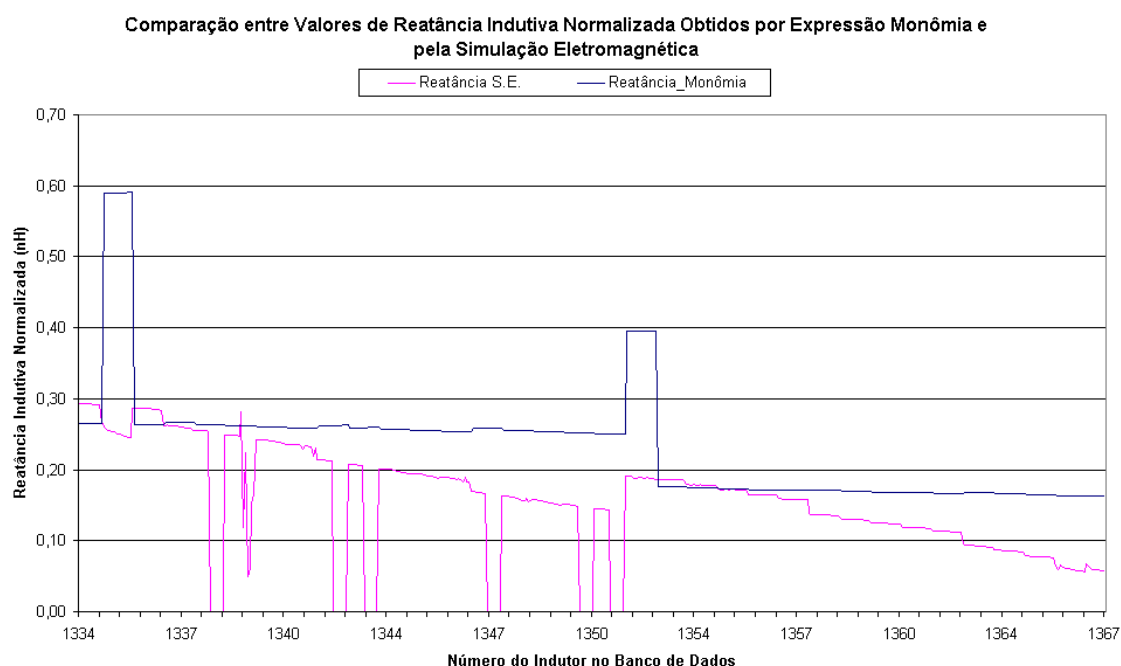


Fig. 6.27: Comparação entre reatâncias obtidas pela expressão monômia otimizada e pela simulação eletromagnética total – indutores de 1334 a 1367

## 6.8 Análise Geral dos Resultados Obtidos através da Formulação Empírica e Analítica, Comparada com os Resultados da Simulação Eletromagnética Total

As figuras a seguir detalham uma comparação entre as reatâncias obtidas usando-se os métodos de avaliação de indutâncias mais importantes encontrados nas referências: Wheeler modificado, expressão monômia otimizada, placas de corrente e método analítico de Greenhouse. A comparação é feita medindo-se o desvio relativo entre o resultado obtido pela simulação eletromagnética total (filtrado após a frequência de ressonância) e os valores obtidos para a reatância através de cada um desses métodos. A fórmula de cálculo do desvio é a seguinte:

$$Desvio = \frac{Reatância\_Sim\_Eletrom - Reatância\_por\_outro\_método}{Reatância\_por\_outro\_método} 100 \quad (6.3)$$

A referência para o cálculo do desvio é sempre tomada com relação ao método que se deseja comparar ao método da simulação eletromagnética total (filtrada), para evitar a geração de números grandes, ou até divisões por zero.

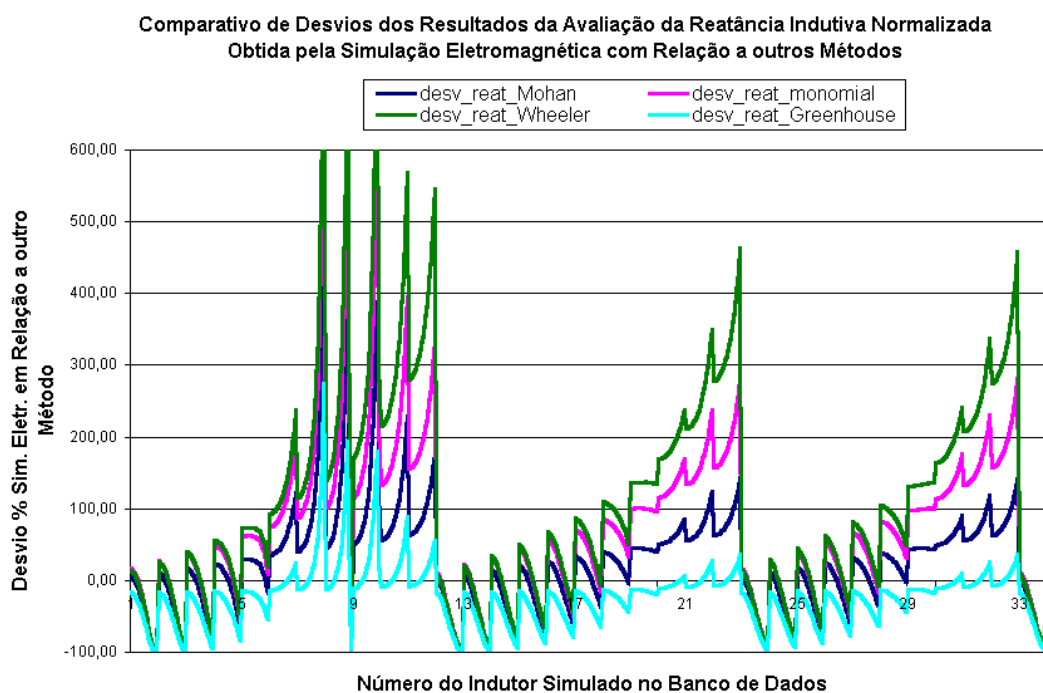


Fig. 6.28: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação aos outros métodos – indutores de 1 a 33 (pode-se observar que existe uma tendência do desvio aumentar à medida que o indutor vai ficando mais oco)

Pode-se notar em todos os indutores que aparecem nas figuras de 6.28 a 6.32 que existe uma grande compatibilidade entre os diversos métodos para indutores bem preenchidos (com alta relação entre raio externo e raio interno). À medida que o indutor vai-se tornando mais oco prevalecem os desempenhos dos métodos analíticos (Greenhouse e Mohan, ou método das placas de corrente).

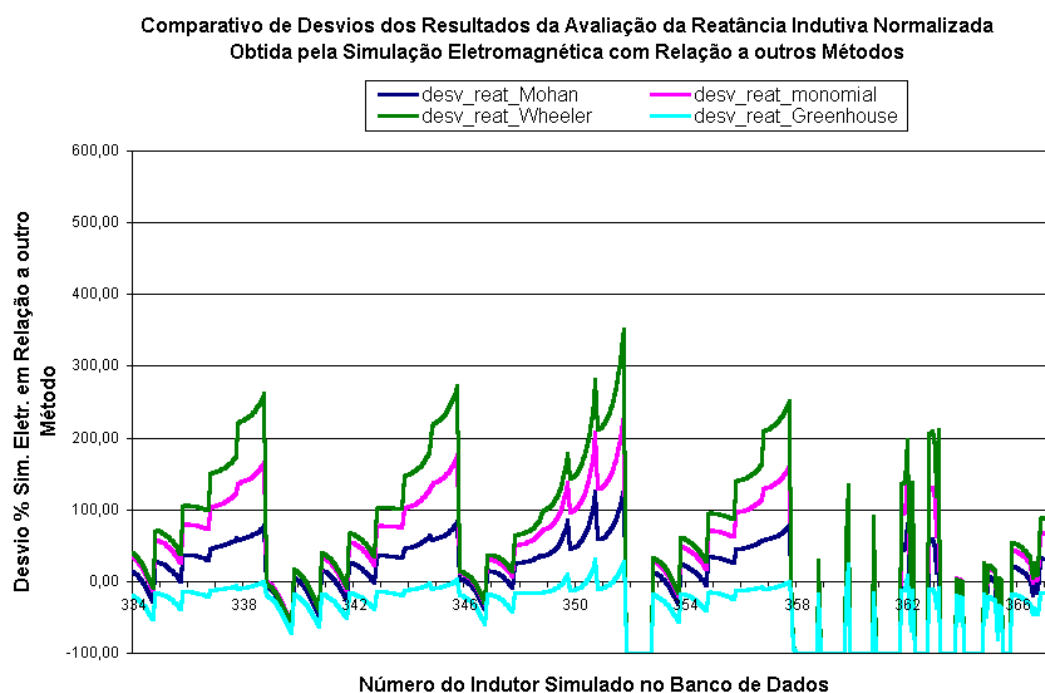


Fig. 6.29: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação aos outros métodos – indutores de 334 a 367

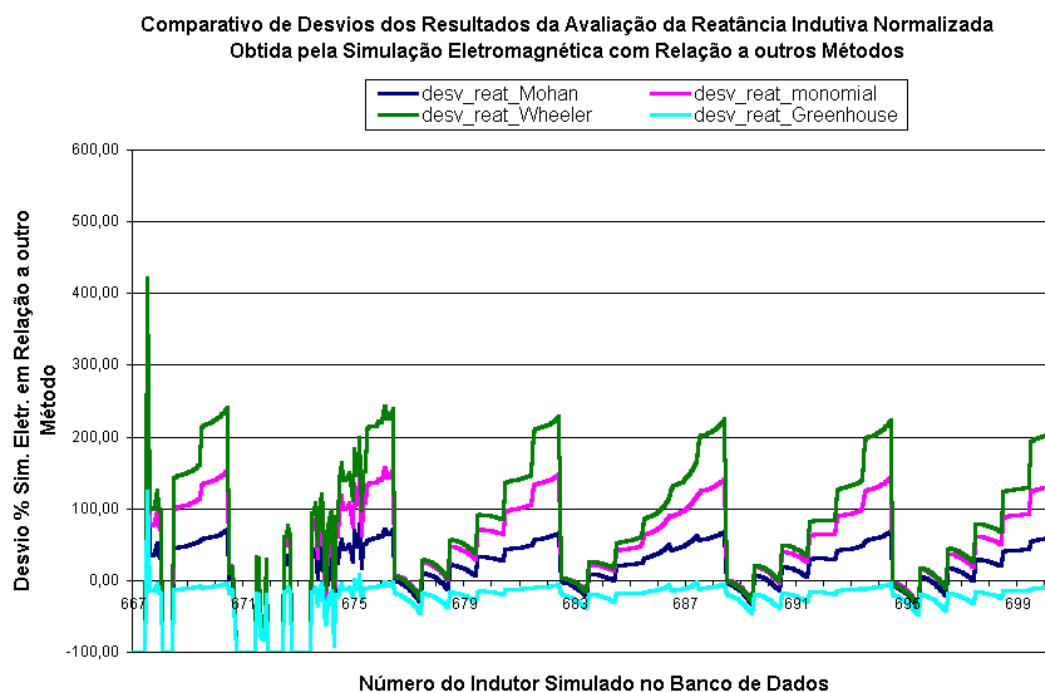


Fig. 6.30: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação aos outros métodos – indutores de 667 a 707

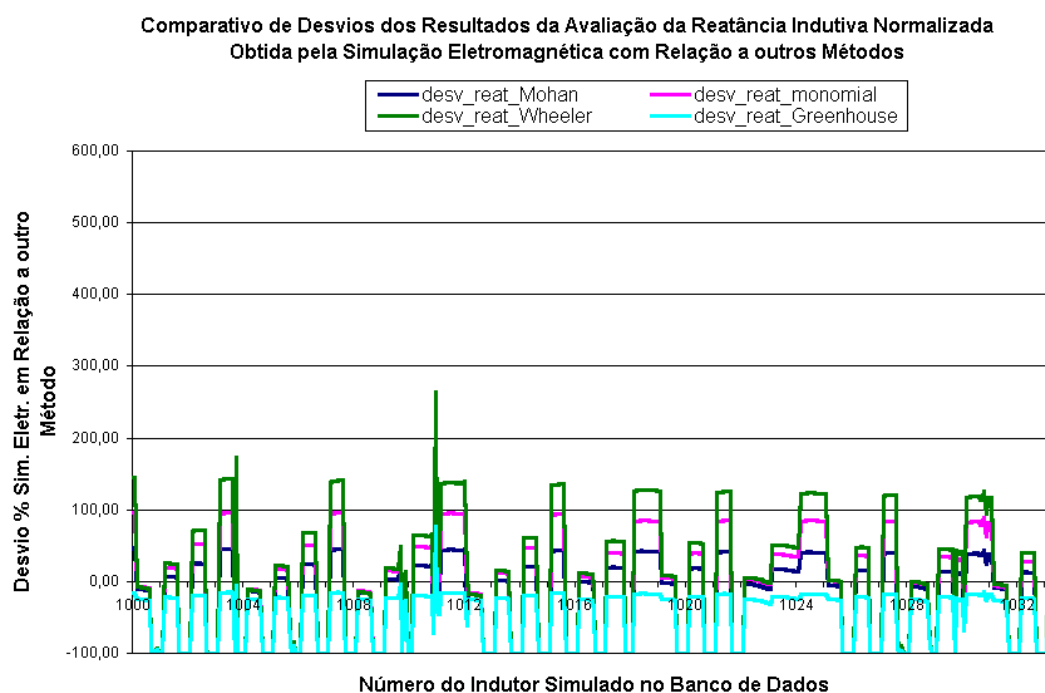


Fig. 6.31: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação aos outros métodos – indutores de 1000 a 1033

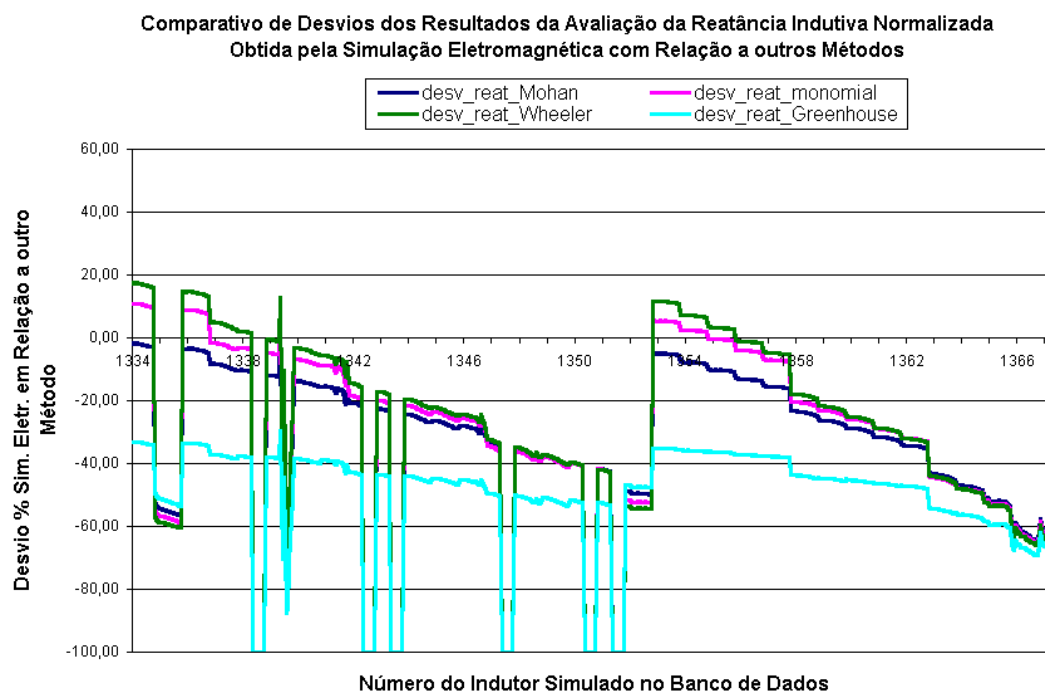


Fig. 6.32: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação aos outros métodos – indutores de 1334 a 1367



## 6.9 Resultados da Simulação Eletromagnética Parcial Complementada por Avaliação por Redes Neurais (Método de Retropropagação Resiliente)

Os resultados podem ser visualizados nas figuras a seguir. Uma das curvas sempre é relativa aos resultados obtidos pela simulação eletromagnética total, unicamente. Os resultados da simulação eletromagnética total mostrados são aqueles sem a filtragem dos valores oscilantes de reatâncias que ocorrem quando se usa o ASITIC após ser atingida a frequência de ressonância. A outra curva de reatâncias é obtida com o auxílio das redes neurais. Isto ocorre da seguinte maneira: um conjunto menor de instâncias dos indutores é simulado (6875 instâncias). Com base nos valores obtidos nesta simulação, é obtida uma rede neural na qual são aplicados todos os valores do banco de dados (20625 instâncias).

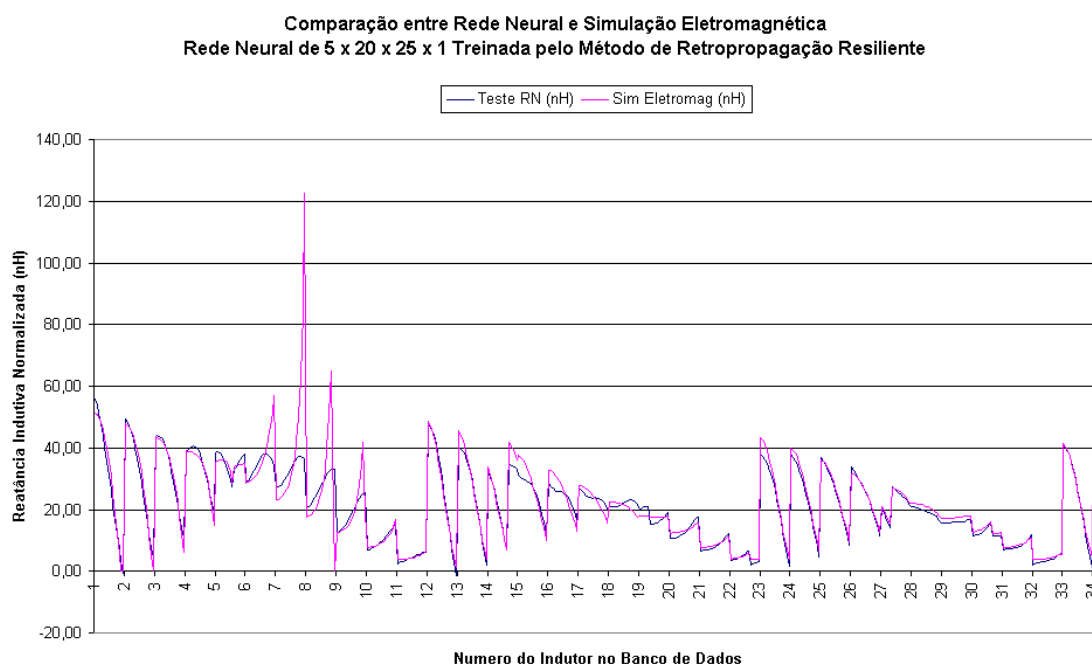


Fig. 6.33: Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) - indutores de 1 a 33

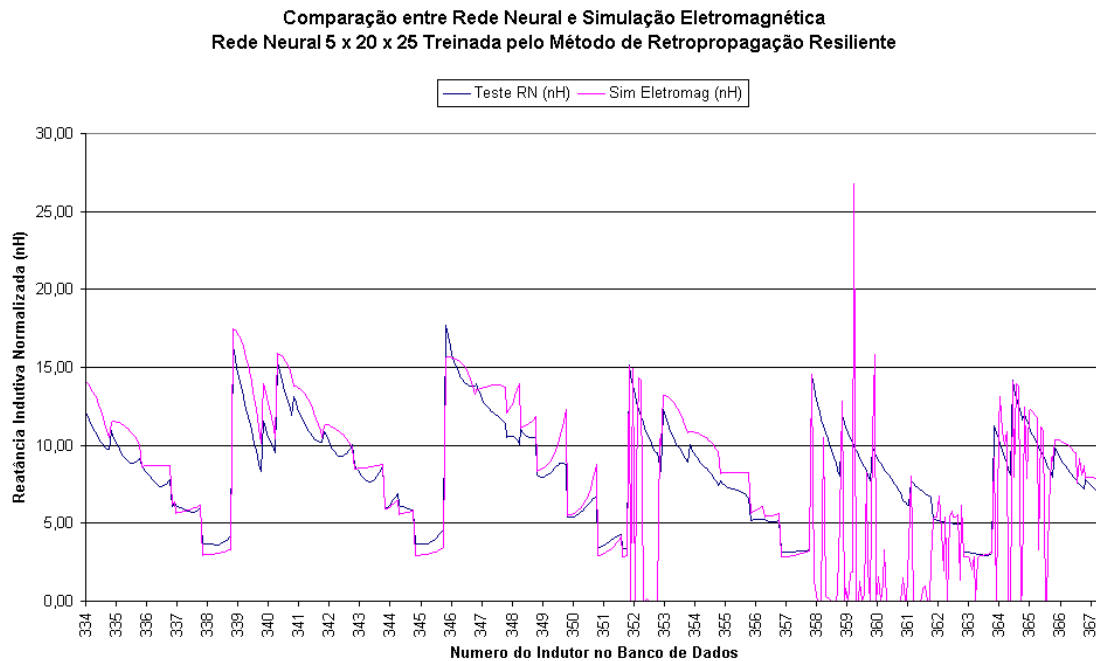


Fig. 6.34: Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) - indutores de 334 a 367 (oscilações oriundas de provável falha no método numérico do ASITIC ocorrem na curva da simulação eletromagnética, para os indutores entre 359 e 365 )

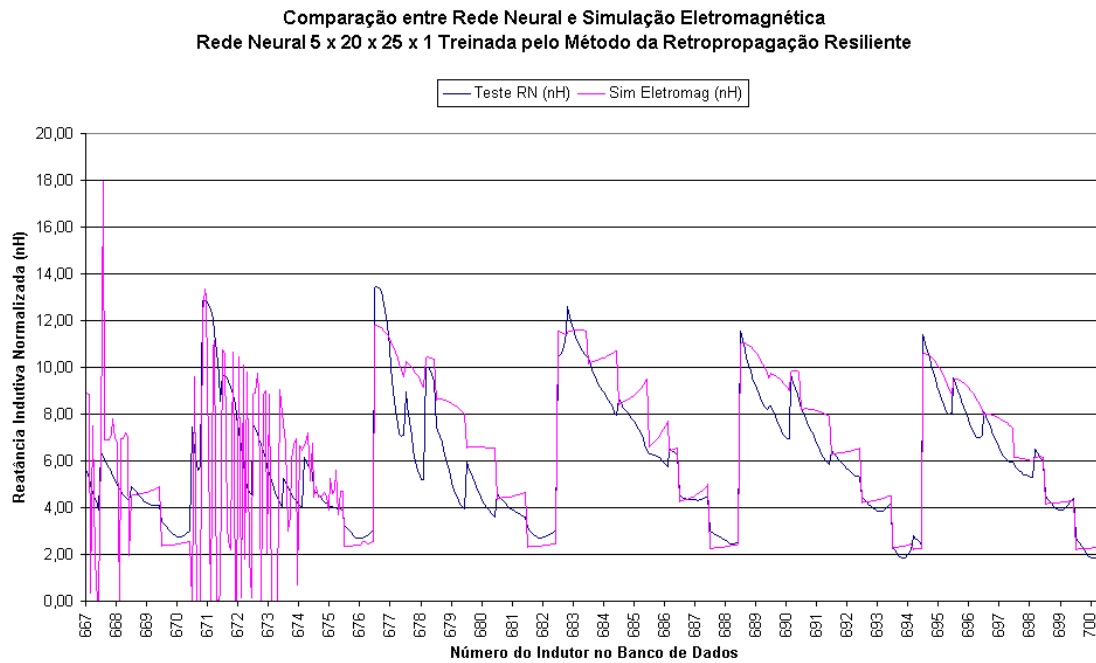


Fig. 6.35: Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais, indutores de 667 a 700 (oscilações oriundas de provável falha no método numérico do ASITIC ocorrem entre os indutores 670 e 675)

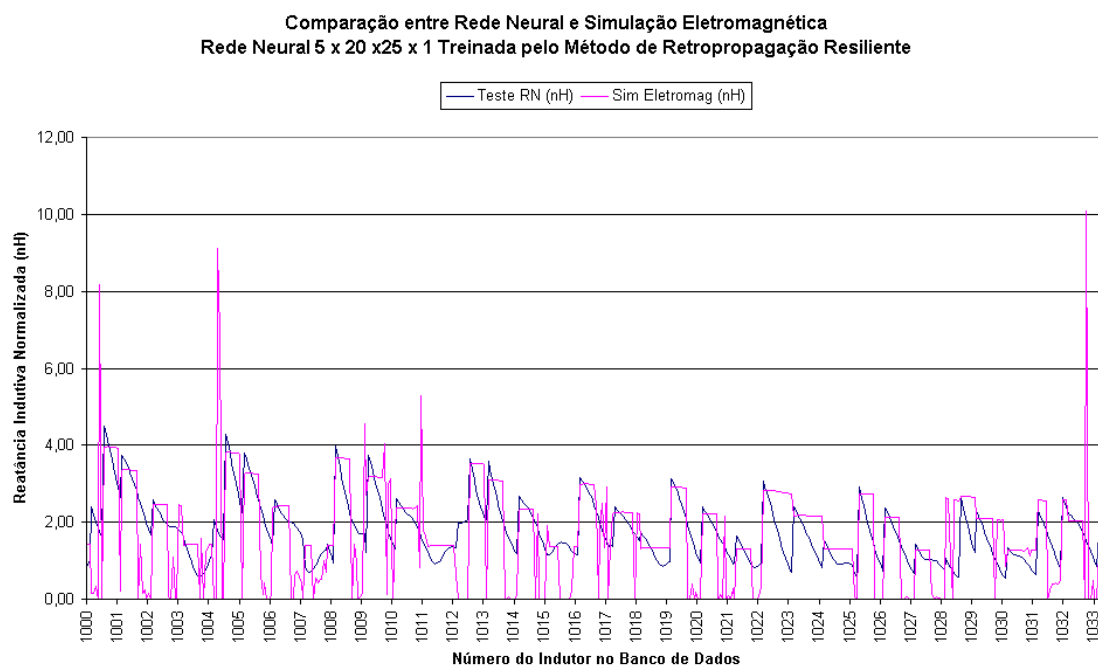


Fig. 6.36: Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) - indutores de 1000 a 1033

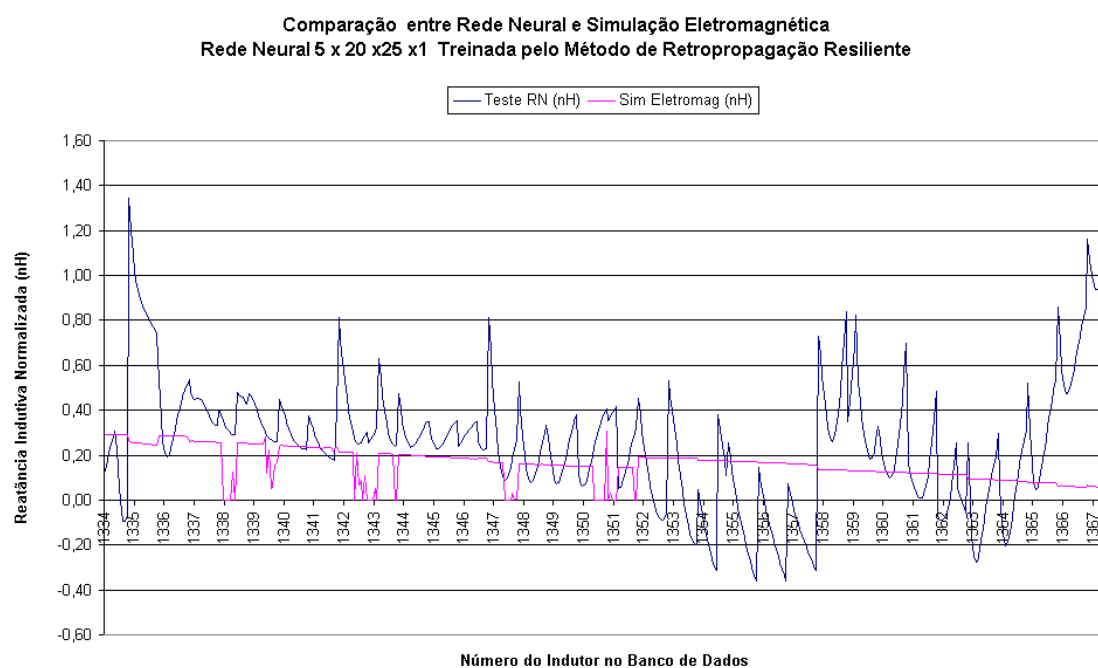


Fig. 6.37 Comparação entre reatâncias geradas por simulação eletromagnética total e simulação eletromagnética parcial complementada por redes neurais (retropropagação resiliente) - indutores de 1334 a 1367

Pode-se observar pelos gráficos obtidos que a aproximação da rede neural, apesar de razoável, ainda não é a ideal. Pode-se dizer que é suficiente para mostrar os valores que tendem a ser obtidos com a tecnologia, porém não é confiável o suficiente para permitir seleção para aplicações específicas. Os erros percentuais são menores para indutores de valor absoluto maiores. Variam em torno de 2 a 5 % para indutores maiores do que 20 nH e de 5 a 10 % para indutores de 7 a 20 nH. Para indutores menores tornam-se bem maiores.

Nota-se que a aproximação por redes neurais diminui bastante o valor da reatância perto da frequência de ressonância, porém não consegue chegar ao valor nulo. Acreditamos que este fato não se deve tanto à rede neural em si, mas sim à pouca densidade dos dados relativos às simulações em diferentes frequências (são apenas 15 frequências diferentes). Para capturar o comportamento das curvas na ressonância seriam necessários muitos dados a mais. Isto, porém, implicaria em tempo de processamento muito maior.

#### **6.10 Resultados usando Algoritmo de Levenberg-Marquardt para Obter a Rede Neural**

Os resultados a seguir foram obtidos usando-se o algoritmo de Levenberg-Marquardt, para obter a rede neural, a partir de um conjunto de 6875 vetores. Uma vez obtida a rede neural, os dados de especificação dos indutores foram a ela aplicados para avaliar os valores de reatâncias para os 20625 vetores. O objetivo principal, para se mudar de método, foi o de verificar se haveria melhor concordância na resposta à frequência, com relação aos valores obtidos pela simulação eletromagnética parcial, usando o método de retropropagação resiliente. Neste caso foram usados, tanto para fazer a comparação, como para gerar a rede neural, as reatâncias da simulação

eletromagnética total filtrada (com as reatâncias acima da frequência de ressonância substituídas por zero).

Devido ao algoritmo de Levenberg-Marquardt ser mais exigente com relação a requisitos de memória, foi necessário reduzir o tamanho da rede, que na versão anterior era de 1 x 25 x 20 x 1 elementos, para uma rede de 1 x 14 x 12 x 1 elementos.

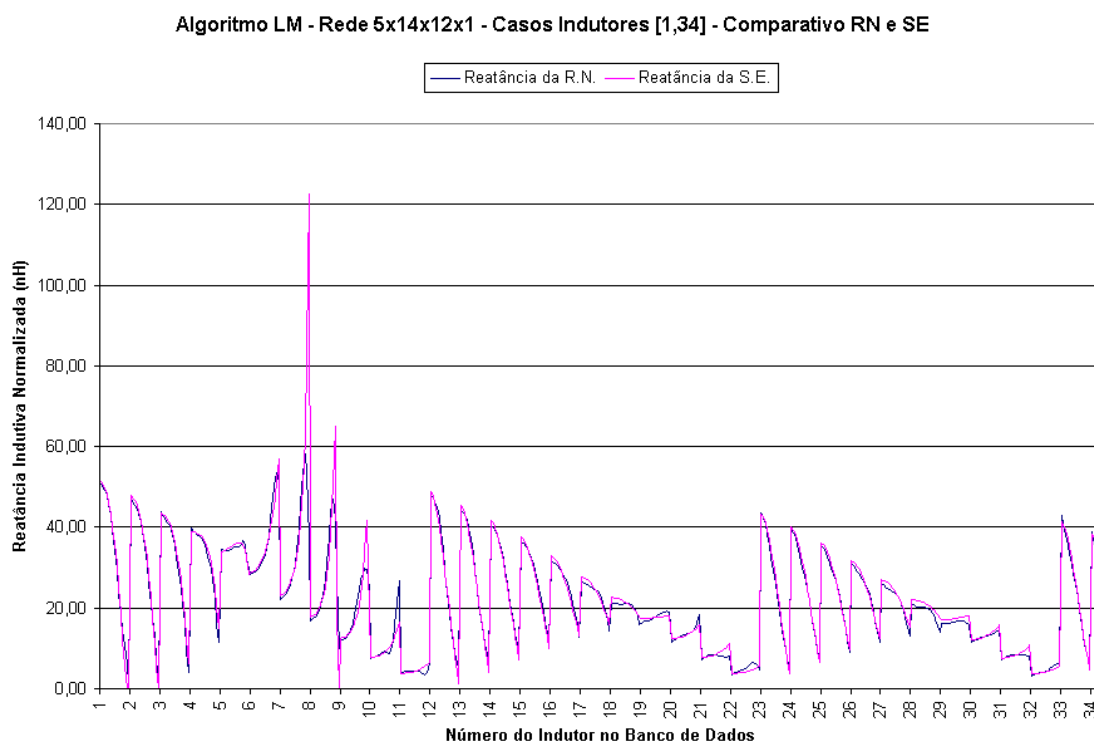


Fig. 6.38: Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) - indutores de 1 a 33 (sem melhoria aparente com relação à figura 6.33)

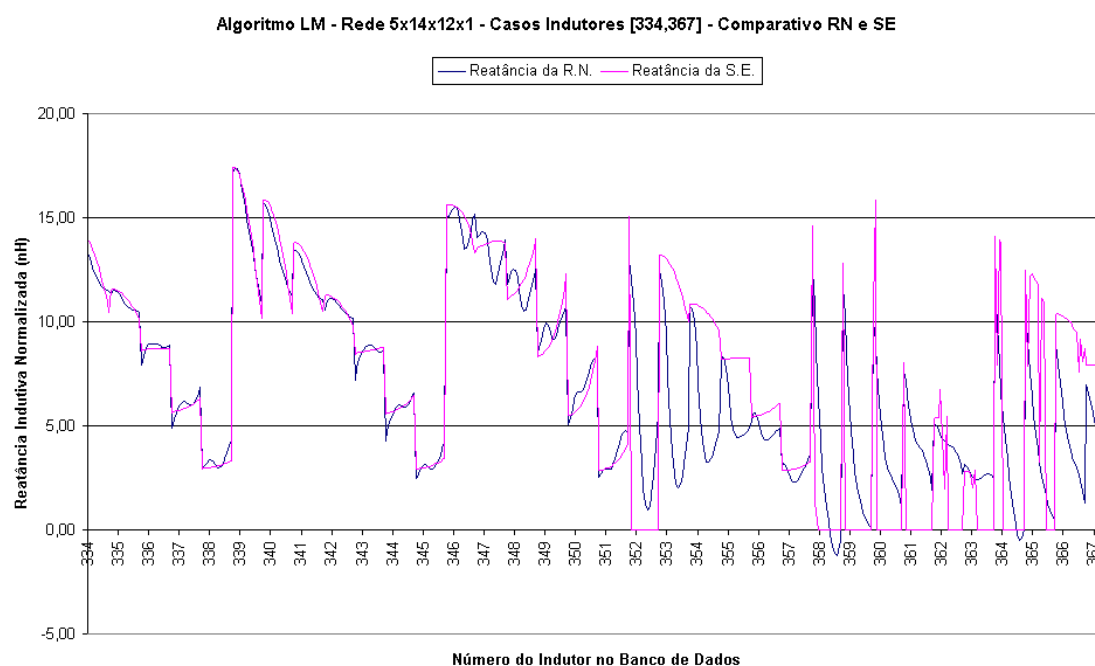


Fig. 6.39: Começam os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) - indutores de 334 e 367 (comparando com a fig. 6.34, a rede neural melhora o acompanhamento da ressonância entre os indutores 358 e 366)

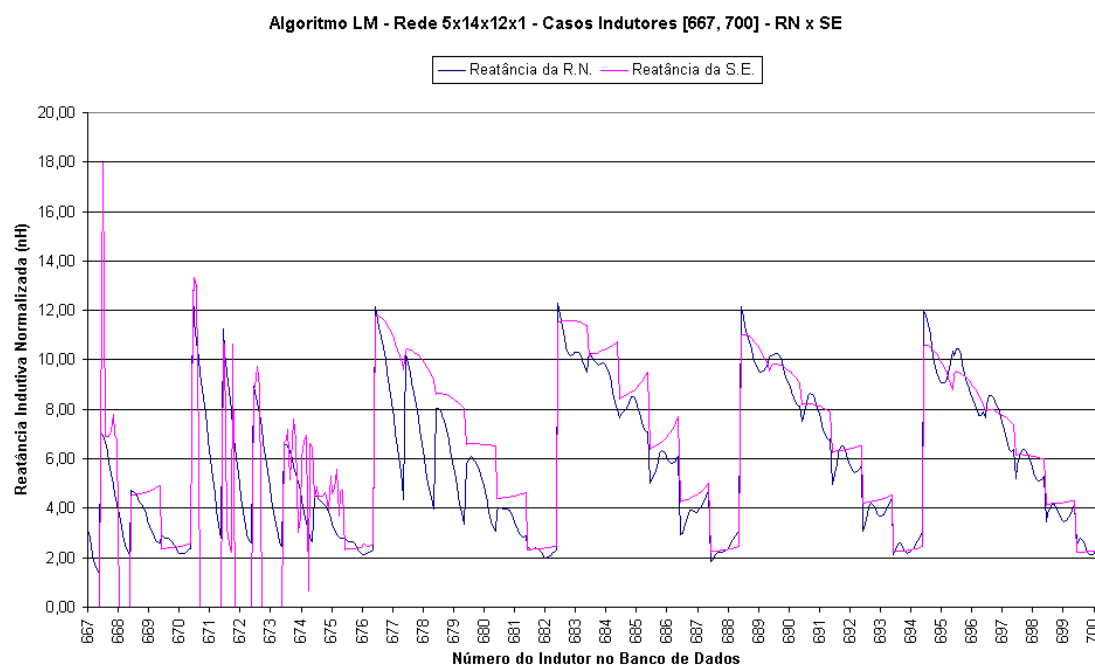


Fig. 6.40: Aumentam os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) - indutores de 667 a 700 (comparando com a fig. 6.35, a rede neural melhora o acompanhamento da variação da reatância com a frequência entre os indutores 682 e 700)

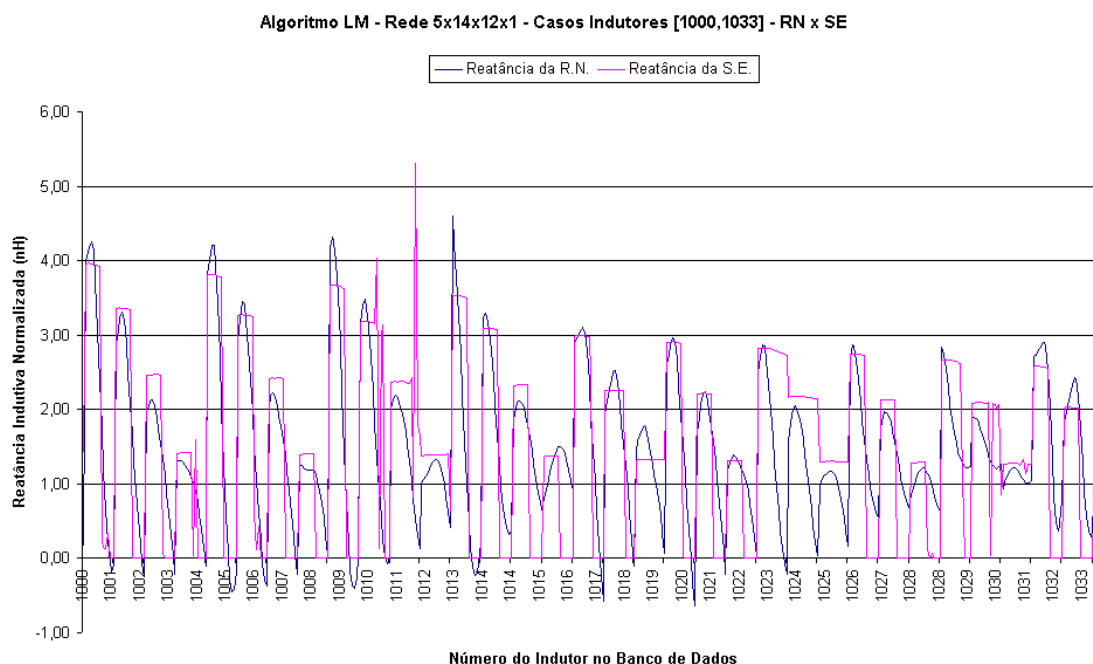


Fig. 6.41: Generalizam-se os conflitos entre os resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) - indutores de 1000 a 1033 (comparando-se com a fig. 6.36, a rede neural melhora o acompanhamento da variação de reatância com a frequência)

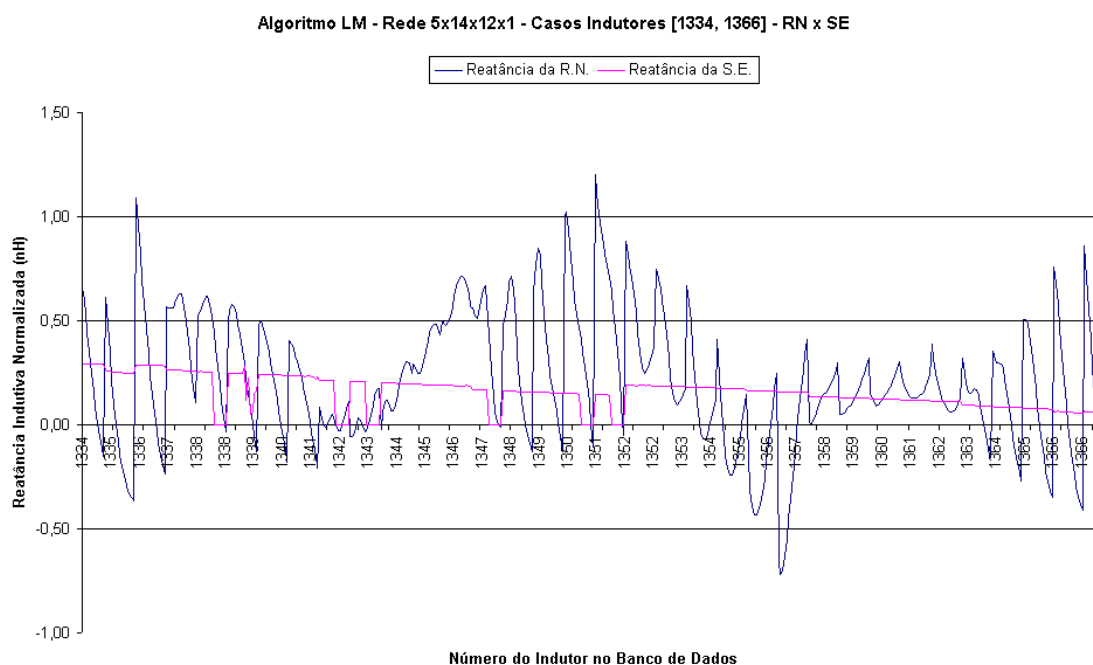


Fig. 6.42: Acentuam-se os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt) - indutores de 1334 a 1367 (sem melhoria aparente com relação à figura 6.37)

### 6.11 Resultados Usando Levemberg-Marquardt e Inicialização de Matriz de Dados em Linha Selecionada Randomicamente, por Época, no Treinamento.

Os resultados a seguir também foram obtidos usando-se o algoritmo de Levemberg-Marquardt, para obter a rede neural, a partir do mesmo conjunto de 6875 vetores. Como inovação, somente o fato de iniciar-se a apresentação dos dados a partir de uma linha diferente da matriz de entrada, a cada treinamento do conjunto completo de dados (época, no linguajar de rede neural). O objetivo principal, para se mudar a aplicação do método, continuou a ser o mesmo, o de verificar se haveria maior concordância na resposta à frequência, com relação aos valores obtidos pela simulação eletromagnética total filtrada (com as reatâncias para valores de frequência superiores à de ressonância substituídas por zero).

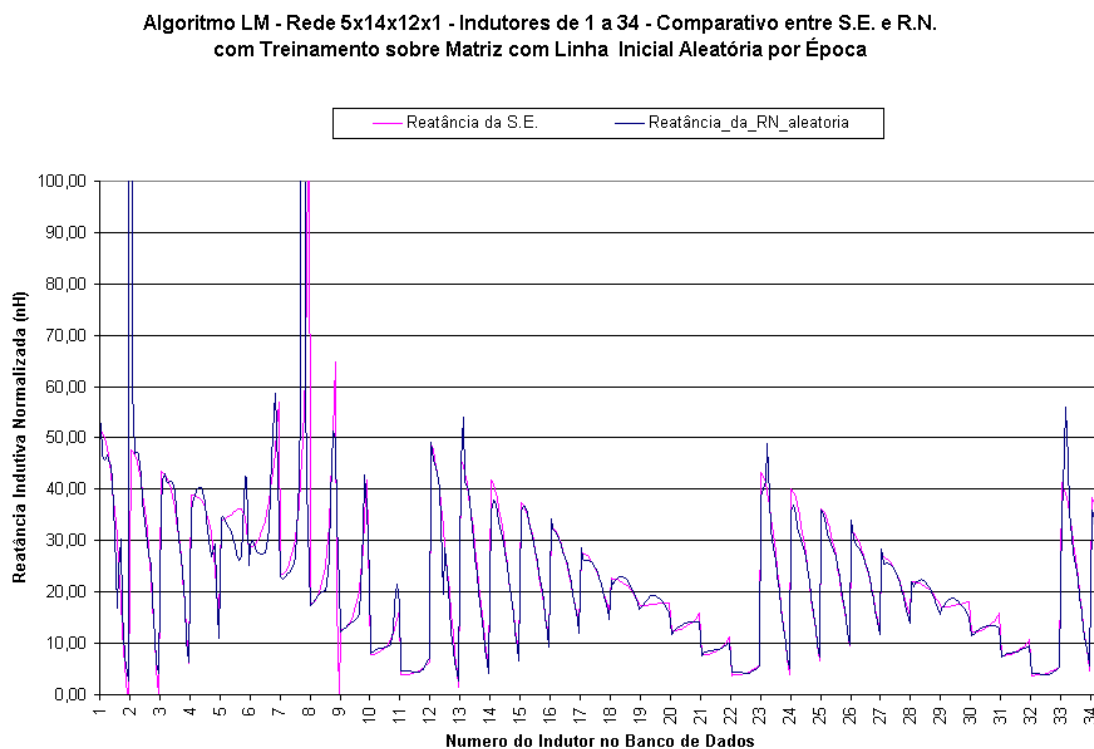


Fig. 6.43: Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levemberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores entre 1 e 33 (sem melhoria aparente com relação à fig. 6.38)



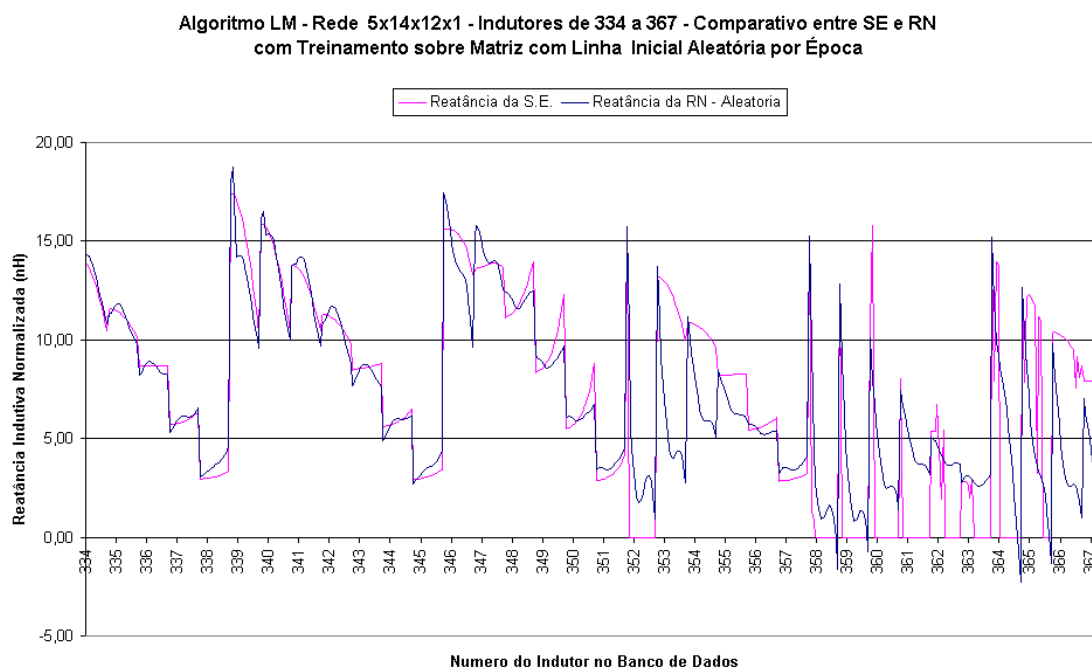


Fig. 6.44: Sem conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 334 e 367 (praticamente sem melhoria aparente com relação à fig. 6.39)

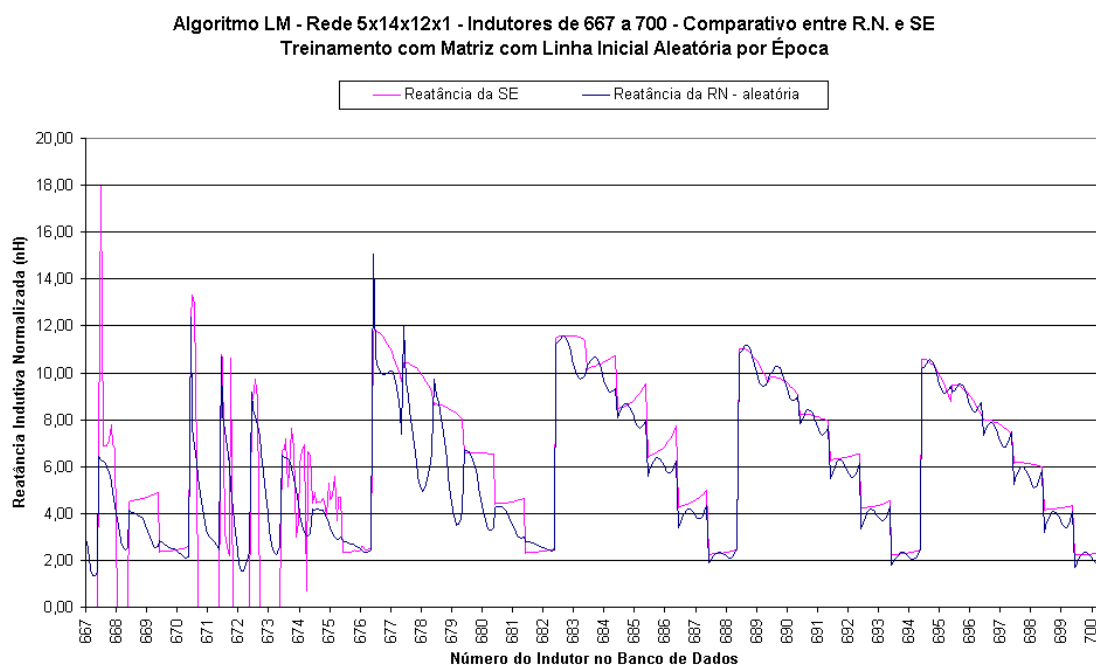


Fig. 6.45: Continuum alguns conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) para casos de ressonância – indutores de 667 a 700 (praticamente sem melhoria aparente com relação à figura 6.40)

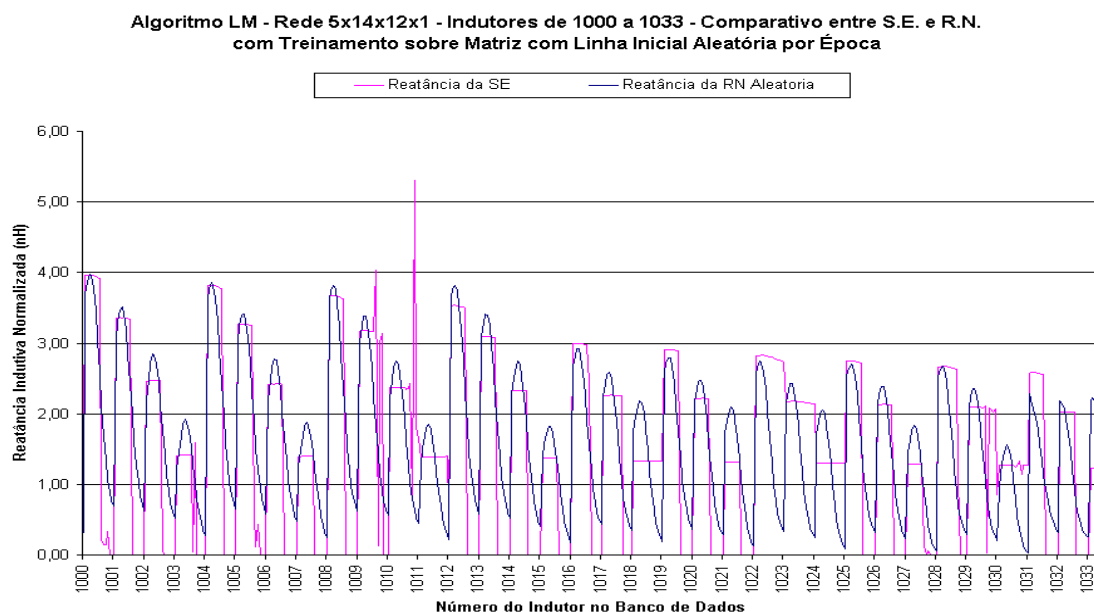


Fig. 6.46: Diminuem os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 1000 a 1033 (com relação à fig. 6.41, nota-se melhorias da rede neural com relação à avaliação dos módulos das reatâncias e do acompanhamento da variação destas com a frequência)

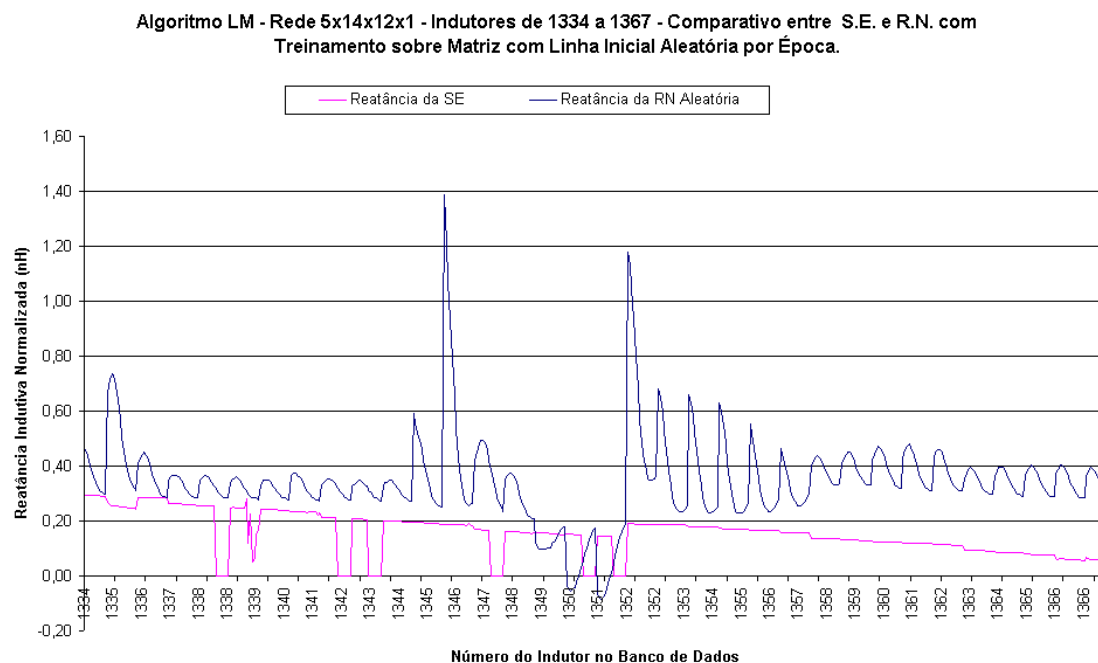


Fig. 6.47: Diminuem bastante os conflitos entre resultados da simulação eletromagnética total e da aproximação por redes neurais (Levenberg-Marquardt com randomização da sequência de dados de treinamento) – indutores de 1334 a 1367 (com relação à fig. 6.42 nota-se melhorias da rede neural no acompanhamento dos módulos das reatâncias e no acompanhamento da variação destas com a frequência)

Os resultados para indutores de valores grandes e médios são similares aos anteriores. Nota-se melhoria para indutores pequenos. Para isto é necessário comparar as figuras 6.41 e 6.42 com as figuras 6.46 e 6.47. O fato da resposta ter sido diferente, ao tornar a entrada de dados aleatória significa que a rede neural ainda não está com a arquitetura ideal e que, também, o número de iterações realizadas para treinamento não é o mais adequado. Porém aprimorar estes dois aspectos requer maior capacidade de processamento.

## 6.12 Comparação Final entre Soluções Analíticas e Numéricas

Neste item é executada a comparação dos desvios percentuais entre os valores da simulação eletromagnética total (filtrada) e os valores da simulação eletromagnética parcial (com valores complementares criados por rede neural treinada por Levenberg-Marquard, com entrada de dados em sequência aleatória, por época) e entre os valores da simulação eletromagnética total (filtrada) e os valores obtidos por Greenhouse, por faixas de indutores do banco de dados, em um mesmo gráfico.

O desvio percentual é dado pela seguinte fórmula:

$$Desvio = \frac{Reatância\_Sim\_Elet\_total - Reatância\_por\_outro\_método}{Reatância\_por\_outro\_método} 100 \quad (6.4)$$

A referência para o cálculo do desvio é sempre tomada com relação ao método que se deseja comparar ao método da simulação eletromagnética total, para evitar a geração de números grandes, ou até divisões por zero.

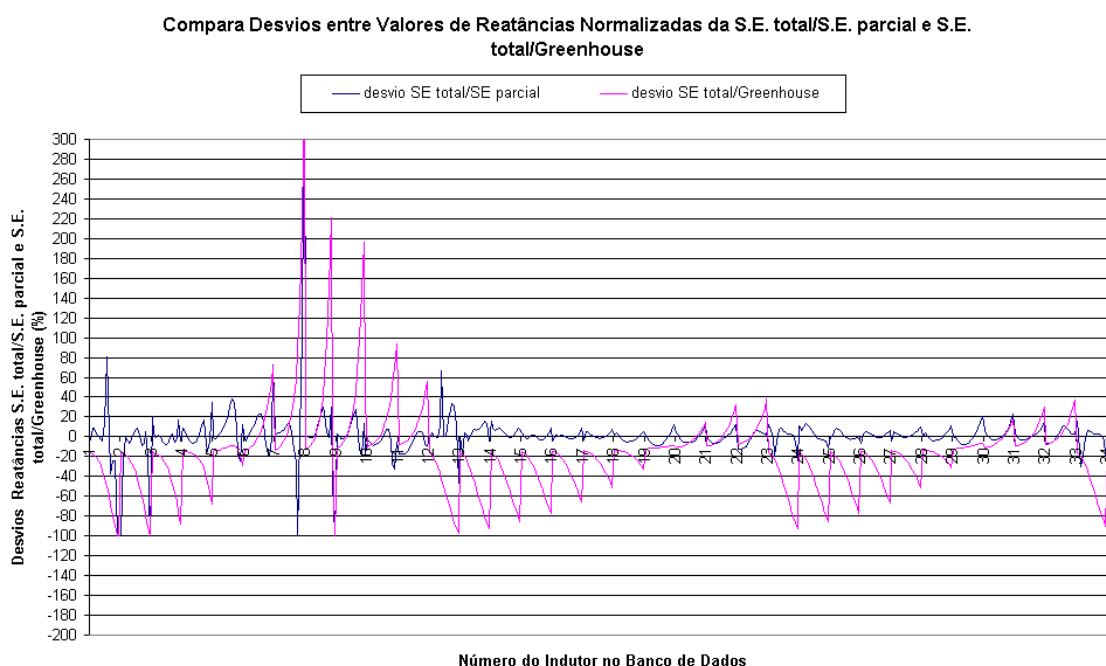


Fig. 6.48: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – Indutores de 1 a 33

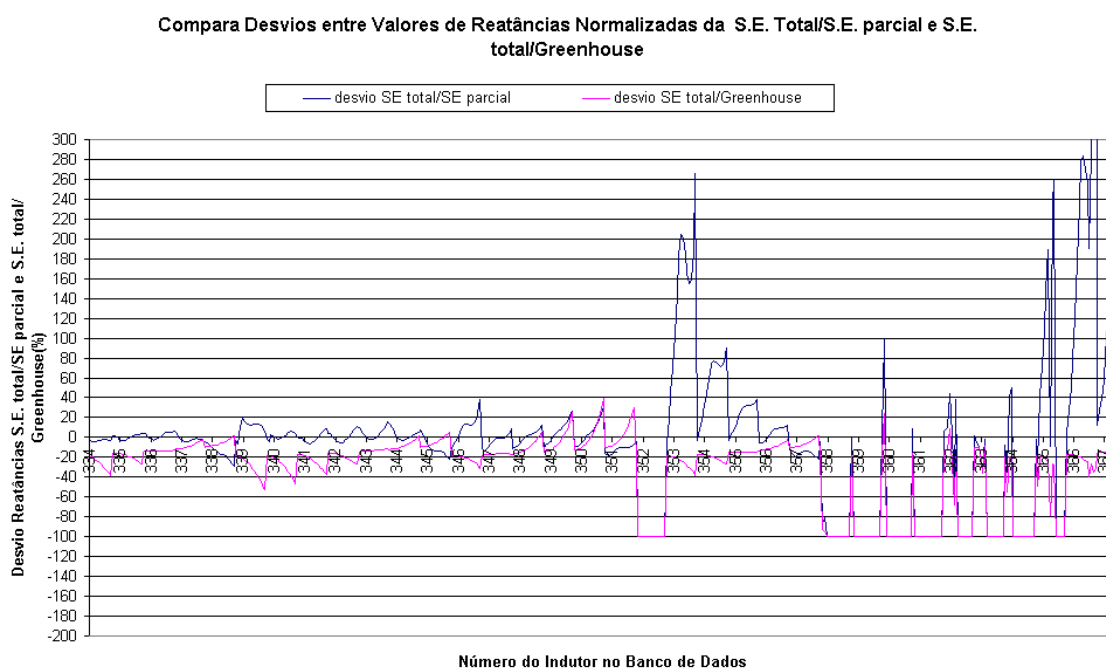


Fig. 6.49: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 334 a 367

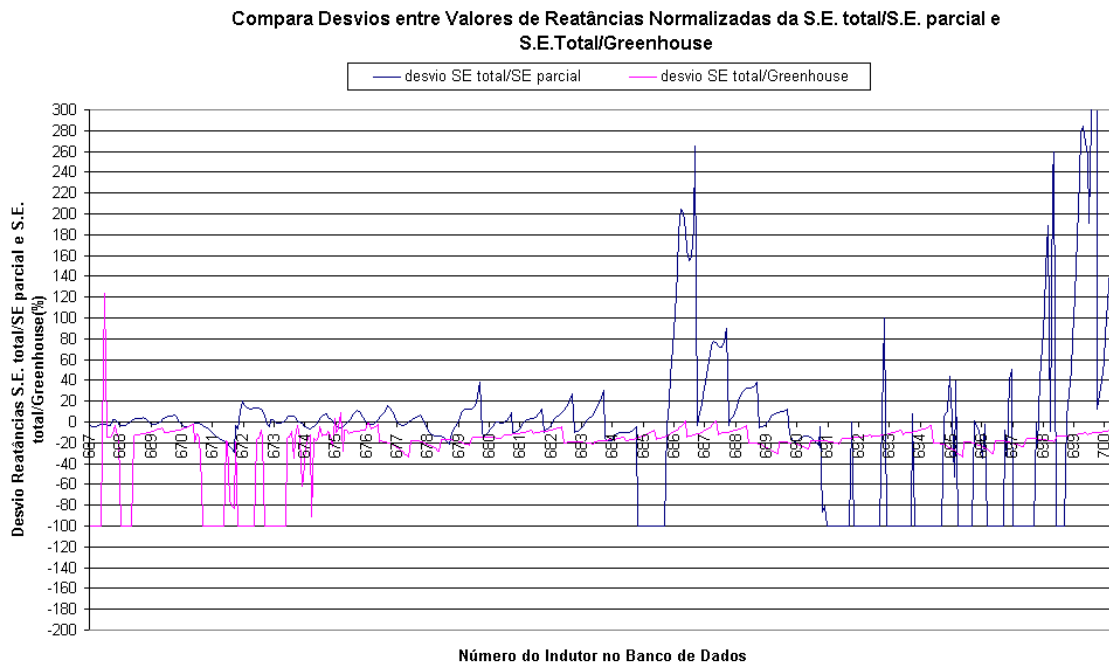


Fig. 6.50: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – indutores de 667 a 700

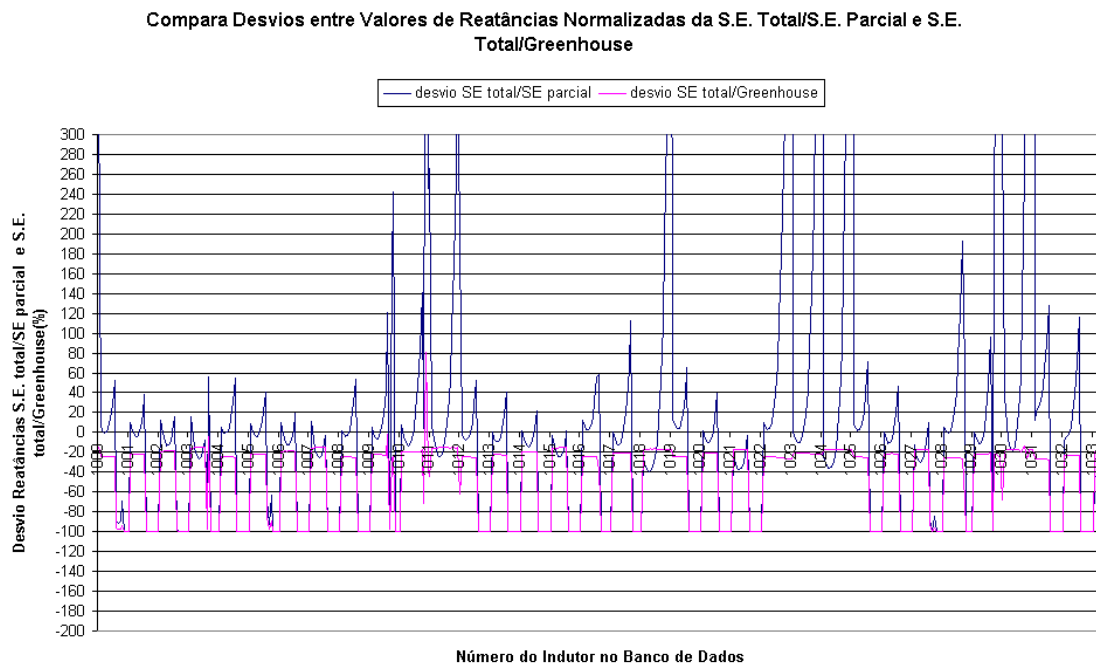


Fig. 6.51: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – Indutores de 1000 a 1033

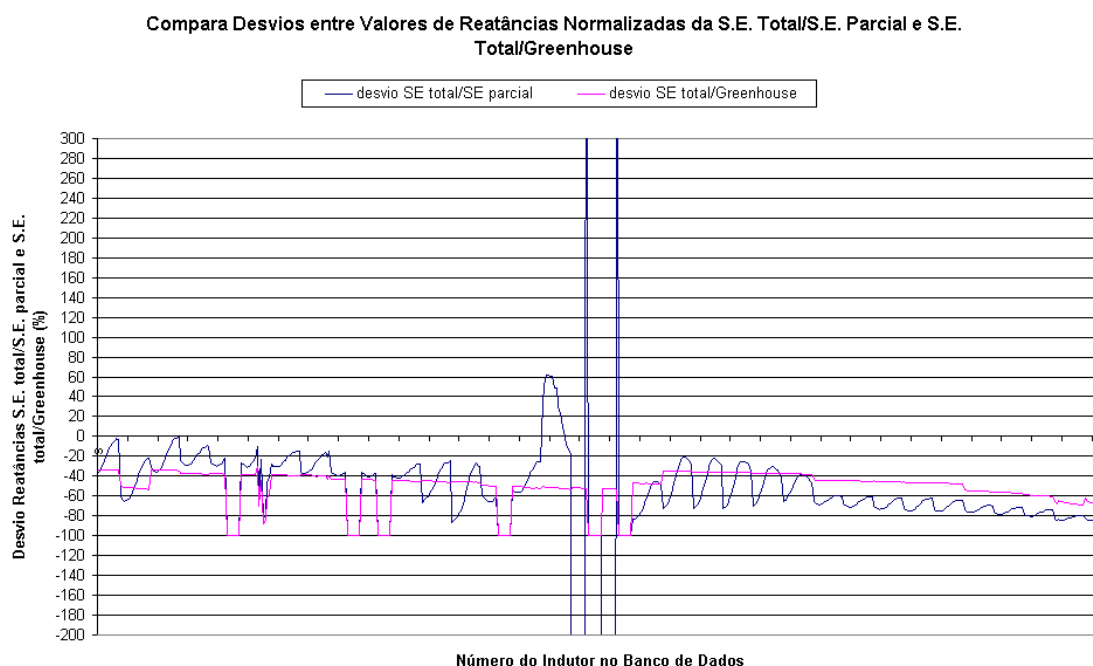


Fig. 6.52: Comparação entre desvios das reatâncias obtidas pela simulação eletromagnética total, com relação à simulação eletromagnética parcial e com relação ao método de Greenhouse – Indutores de 1334 a 1367

Pode-se ver que a simulação eletromagnética parcial, com resultados complementados através de modelo implementado por redes neurais fornece resultados que em alguns intervalos podem ser considerados até melhores do que os previstos pelo mais sofisticado dos métodos analíticos, o método de Greenhouse (que, por sua vez, foi comparado com outros métodos no item 6.8).

## Capítulo 7: Conclusões

Cabe tecer algumas considerações sobre a qualidade da avaliação das indutâncias e reatâncias pelos métodos empíricos, analíticos, de simulação eletromagnética total, sobre os cuidados necessários no uso da simulação eletromagnética para projeto e sobre a validade no uso das redes neurais para tentar ampliar os resultados de simulações eletromagnéticas parciais.

### 7.1 Comparação entre os Diversos Métodos

Impedâncias calculadas pelo modelo descrito no capítulo 2, com os parâmetros concentrados de indutância obtidos por métodos empíricos ou semi-empíricos (como o de Wheeler modificado), não são capazes de acompanhar a variação da reatância com a frequência. Normalmente fornecem uma avaliação concordante com o valor da simulação eletromagnética para baixas frequências e para indutores de razão alta entre raio externo e raio interno. Sua aplicação restringe-se a indutores planares simples.

Impedâncias calculadas pelo modelo descrito no capítulo 2, com os parâmetros concentrados de indutância obtidos pelo método de expressões monômias, que emprega técnicas de otimização, não são capazes de acompanhar a variação da reatância com a frequência. Normalmente fornecem uma avaliação concordante com o valor da simulação eletromagnética para baixas frequências e para indutores de razão alta entre raio externo e raio interno. Sua aplicação restringe-se a indutores planares simples. A concordância com os valores da simulação eletromagnética é maior que a do método de Wheeler.

Impedâncias calculadas pelo modelo descrito no capítulo 2, com os parâmetros concentrados de indutância obtidos com o método das placas equivalentes de corrente

(Mohan), não são capazes de acompanhar a variação da reatância com a frequência, mas ainda assim acompanham os valores desta, com a variação dos parâmetros geométricos dos indutores. Sua aplicação restringe-se a indutores planares simples. É um método muito bom, indicado para dar rapidamente uma primeira idéia sobre o que pode ser obtido em uma tecnologia.

A aplicação destes 3 métodos é rápida, porque somente demanda que sejam fornecidos os valores avaliados dos parâmetros concentrados  $R_S$  e  $C_S$  da espiral metálica e os dados geométricos de especificação dos indutores, em uma planilha eletrônica, onde estão inseridas as fórmulas de indutância ( $L_S$ ) e reatância. A concordância dos resultados destes métodos, com aqueles obtidos pela simulação eletromagnética total, é boa, para indutores com alta razão entre raio externo e raio interno, a baixas frequências.

Impedâncias calculadas segundo o modelo do capítulo 2, com os parâmetros concentrados de indutância obtidos com o método analítico de Greenhouse, não são capazes de acompanhar a variação da reatância com a frequência, mas ainda assim fornecem uma avaliação concordante com o valor da simulação eletromagnética, para variações geométricas no projeto físico dos indutores (razão entre os raios externo e interno do indutor), mais amplas do que as admitidas pelos métodos anteriores. Pode ser aplicado a várias geometrias e a indutores de múltiplas camadas [14], mas isto acarretará em bastante sofisticação na parte de programação da aplicação deste método (o anexo 11 fornece um programa em MatLab válido para cálculo de indutâncias de indutores retangulares planares simples, apenas). A aplicação deste método não é rápida, porque demanda que além dos dados geométricos e dos valores dos parâmetros concentrados de  $R_S$  e  $C_S$  para a espiral metálica, também seja fornecido um programa que realize os somatórios de Greenhouse para avaliar o parâmetro concentrado de  $L_S$ . O tempo necessário para aplicar este método pode-se igualar ao tempo utilizado em uma simulação eletromagnética parcial, seguida de ampliação do banco de dados por redes



neurais. A concordância com o método da simulação eletromagnética total é boa, para baixos valores de frequências.

A técnica de executar a simulação eletromagnética parcialmente e calcular o banco de dados de indutores através das redes neurais estabelecidas usando estes dados parciais, é uma técnica que, em exatidão nada tem a dever em relação às anteriores. Pode-se dizer que é, no mínimo equivalente, ou mesmo um pouco melhor do que a avaliação por Greenhouse.

Porém, o pleno sucesso do método depende da exatidão com que a rede neural reproduz o banco de dados gerado pela simulação eletromagnética, inclusive no que diz respeito ao desempenho dos dispositivos, ao se variar a frequência. Até o momento, esta exatidão demonstrou ser suficiente para indicar faixas de valores, porém não para discriminar valores específicos. O valor do erro médio quadrático mais baixo obtido foi de  $1 \cdot 10^{-3}$ . Acreditamos que o erro ideal seria de  $1 \cdot 10^{-5}$  a  $1 \cdot 10^{-6}$ . Foram tentadas praticamente todas as redes neurais padronizadas nos softwares especializados [29] (MatLab da MathWorks). Houve variações nos tempos de simulação, para minimizar o erro médio quadrático, o MSE, mas este não foi diminuído. Uma única tentativa, com o conjunto de treinamento ampliado de 6780 elementos para 20625 conseguiu diminuir o erro para  $5 \cdot 10^{-4}$ . Esta alternativa não foi considerada válida, pois o tamanho do conjunto de treinamento necessário praticamente elimina a necessidade de usar a rede neural. Conclui-se que a única maneira de viabilizar a interpolação por rede neural é produzir uma rede, que atinja um MSE baixo, de convergência de erro rápida, a qual os dados possam ser aplicados sem extrema sofisticação na filtragem e preparação dos dados de treinamento. Esta rede não foi identificada neste trabalho, portanto, para um projeto real insistimos na necessidade de realizar a simulação eletromagnética, numa ampla faixa de frequências.

Pode-se dizer que, caso o projeto por seleção em banco de dados gerado por redes neurais venha a ser utilizado, recomenda-se verificar sempre o desempenho da reatância em frequência, dos indutores selecionados, através do simulador eletromagnético. Como a seleção pode trazer muitos indutores, isto acaba comprometendo o ganho de tempo que se teria com esta técnica. Esta dificuldade só será contornada melhorando a exatidão da rede (com relação aos dados da simulação eletromagnética total).

Outro inconveniente da rede neural reside na obrigatoriedade de análise e preparação dos dados para montagem dos conjuntos de treinamento. Este trabalho atualmente acaba eliminando parte da vantagem de ganho de tempo que esta técnica teria sobre a simulação eletromagnética, porém esta dificuldade ainda é contornável, pois a etapa de preparação de dados pode ser programada.

A simulação eletromagnética total é a técnica que atualmente parece ser a mais confiável. Pode-se notar que os valores obtidos por todos os outros métodos sempre apresentam concordância com os valores obtidos pela simulação eletromagnética, para baixas frequências e para algumas arquiteturas específicas. Esta tendência, sobre um conjunto amplo de indutores, induz a crer que os valores da simulação eletromagnética total sejam os que mais se aproximam dos verdadeiros, de maneira geral. É o único método que fornece um indicativo sobre o fenômeno da ressonância, sobre a variação do fator da qualidade com a frequência e sobre a variação da reatância com a frequência.

## **7.2 Sugestões para Desenvolvimentos Futuros**

- Aprimorar a topologia da rede neural, através de técnicas de algoritmos evolutivos ou genéticos, visando obter curvas de convergência de somatório dos erros com valores próximos a  $1,0 \cdot 10^{-6}$ .

- Executar os trabalhos de simulação em máquinas mais adequadas (o trabalho atual foi executado em um computador 586, 800 MHz, 64 Mbytes de memória RAM), de modo a permitir ampliar a simulação eletromagnética para uma quantidade maior de frequências, com redes com maior número de camadas, utilizando conjuntos de treinamento maiores.
- Automatizar o processo da normalização dos dados e executar a própria rede neural em software próprio, para reduzir o tempo de processamento.
- Comprovar os valores obtidos com medições em circuitos integrados.

## Referências

- [1] Sacchi, Enrico, “Building Blocks for Highly Integrated CMOS-RF Receiver”. Tese de doutorado de pesquisa em engenharia eletrônica e informática. Itália, Pavia, Universidade de Estudos de Pávia, 1999.
- [2] Nicknejad, Ali M; Meyer, Robert G., “Analysis, Simulation and Applications of Passive Devices on Conductive Substrates”. Tese de Doutorado. Estados Unidos da América, Califórnia, Berkeley, 2000.
- [3] Yue, Chik Patrick, “On-Chip Spiral Inductors for Silicon-based Radio-Frequency Integrated Circuits”. Tese de Doutorado. Estados Unidos da América, Califórnia, Stanford, Universidade de Stanford, 1998.
- [4] Instituto de Pesquisa em Microeletrônica, “Automatic Integrated Inductor Design”. Transparências de exposição de aplicativo. Espanha, Navarra, Campus Tecnológico da Universidade de Navarra, 2000.
- [5] Mohan, Sunderarajan S., “The Design, Modelling and Optimization of On-chip Inductor and Transformer Circuits”. Tese de doutorado. Estados Unidos da América, Califórnia, Stanford, Universidade de Stanford, 1999.
- [6] Mohan, S. S. et. al., “Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances”. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol 34, no. 10, pp 1419-1424, October, 1999 (<http://smirc.stanford.edu>).
- [7] Yeung, Tony, “Analysis and Design of On-chip Spiral Inductors and Transformers for Silicon RF Integrated Circuits”. Tese de mestrado. China, Hong-Kong, Universidade Técnica de Hong Kong, 1996.
- [8] Bui, Tuan Hu, “Design and Optimization of a 10 nH Square-Spiral Inductor for Si RF IC’s”. Tese de Mestrado. Estados Unidos da América, Carolina do Norte, Charlotte, Universidade da Carolina do Norte, 1999.
- [9] Boyd, S. P.; Hershenson, Maria del Mar; Mohan, S. S.; Lee, T. H., “Optimization of Inductor Circuits via Geometric Programming”. In Design Automation Conference, Session 54.3, pages 994-998, June 1999.
- [10] Nó, Joaquim de; Aguilera, Jaime; Alonso, Andres Garcia; Hein, Heiko; Saurerer, Josef. Artigo Técnico. Europa. Universidade de Navarra (Espanha) e Fraunhofer Institut für Integrierte Shaltungen (Alemanha), outubro de 2001.
- [11] Bunch, Ryan Lee, “A Fully Monolithic 2.5 GHz LC Voltage Controlled Oscillator in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS Technology”. Tese de Mestrado. Estados Unidos da América, Virginia, Blacksburg, abril de 2001.

- [12] Burghartz, J. N.; Soyuer M.; Jenkins K. “Microwave Inductors and Capacitors in Standard Multilevel Silicon Technology”, IEEE Trans. Microwave Theory, Tech., vol 44, no. 1, jan 1996.
- [13] Kral, Alexandre, “A 2.4 GHz CMOS Frequency Synthesizer”. Tese de Mestrado. Estados Unidos da América, Califórnia, Los Angeles, Universidade da Califórnia, março de 1998.
- [14] Koutsoyannopoulos, Y; Papananos Y; Alemanni, C; Bantas S, “A Generic CAD Model for Arbitrarily Shaped and Multi-layer Integrated Inductors on Silicon Substrates”. Artigo técnico. Grécia, Atenas, Universidade Técnica de Atenas, 2001.
- [15] Nicknejad, Ali M., “Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and transformers for Si RF IC’s, Paper, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol 33, número 10, outubro de 1998.
- [16] Ganz Jr, Carl, “Visual Basic 5 – Desenvolvendo Bancos de Dados para a Web”, Primeira edição, São Paulo, Makron Books, 1998.
- [17] Zane, Thomas; Arnson Robert; Waite, Mitchell, “Visual Basic, How to”, Segunda edição, Rio de Janeiro, Axcel Books, 1995.
- [18] Cassel, Paul, “Aprenda em 14 Dias Access 97”, Primeira Edição, Rio de Janeiro, Editora Campus, 1997.
- [19] CIMNE, International Center for Numérical Methods in Engineering, “GID”, software comercial de elementos finitos para engenharia, Espanha, Barcelona, 2000.
- [20] Austria Mikro Systeme International AG, “0.35  $\mu$ m CMOS Design Rules Attachment”. Manual de tecnologia. Austria, junho de 2000.
- [21] Conectiva, “Guia do Usuário do Conectiva Linux 6.0”, Primeira Edição, Curitiba, Conectiva S. A, 2000.
- [22] Korth, Henry F.; Silbershatz, Abraham, “Sistema de Bancos de Dados”, Segunda edição, São Paulo, Makron Books, 1993.
- [23] Haykin, Simon, “Redes Neurais – Princípios e Prática”, Segunda Edição, Porto Alegre, Bookman, 2001.
- [24] Coelho, Leandro dos Santos, “Identificação e Controle de Processos Multivariáveis via Metodologias Avançadas e Inteligência Computacional”. Tese de doutorado. Brasil, Santa Catarina, Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [25] Rebelo, Lisa Maria, “The Inversion of a Canopy Reflectance and Microwave Scattering Model Using na Artificial Neural Network”. Tese de mestrado em sensoriamento remoto. Inglaterra, Londres, University College London, 2001.

- [26] Draxler, Bárbara; Meisl Kathrin, Theiner Maria, “Empirical Comparison of Error Convergence Rate of Standard and Evolved Artificial Neural Networks”, Trabalho de pesquisa em graduação. Alemanha, Salzburg, Universidade de Salzburg, Departamento de Ciência da Computação, julho de 2002.
- [27] Rumantir, Grace Widjaja, “A Hybrid Statistical and Feedforward Network Model for Forecasting with a Limited Amount of Data: Average Monthly Water Demand Time-series. Dissertação de mestrado em ciência aplicada da tecnologia da informação. Austrália, Meulborne, Universidade do Instituto Real de Tecnologia de Meulborne.
- [28] Petriu, Emil, “Neural Networks for Modeling Applications”, Transparências de Curso. Canadá, Ottawa, Escola de Tecnologia da Informação e Engenharia, 2000.
- [29] The MathWorks Inc, “Neural Networks User’s Guide”. Manual de caixa de ferramentas de redes neurais para o software MatLab. Estados Unidos da América, Massachussets, Natick, 1997.
- [30] Wells, Eric, “Desenvolvendo Soluções e Aplicações em Excel 7/Visual Basic”, Primeira Edição, São Paulo, Makron Books, 1997.

## **Anexos**

Os anexos foram dispostos em uma maneira seqüencial em relação à particularização e ao detalhamento dos passos práticos a executar, tanto para realizar a montagem do banco de dados, como para criar a rede neural cujos resultados reproduzem a simulação eletromagnética.

## **Anexo 1: Programa em VB6 de Criação de Arquivo Texto para Alimentar Simulador Eletromagnético**

Este programa consiste somente de uma arquivo “Form”:

Option Explicit

```
Dim NumeroArquivo As Variant
Dim NomeArquivo As Variant
Dim NumeroLinhas As Variant
Dim NumeroIndutores As Variant
Dim Lados As Variant
Dim Construcão As Variant
Dim RaioExterno As Variant
Dim RaioExternoMinimo As Variant
Dim RaioExternoMaximo As Variant
Dim RaioPasso As Variant
Dim TrilhaLargura As Variant
Dim TrilhaLarguraMinima As Variant
Dim TrilhaLarguraMaxima As Variant
Dim TrilhaPasso As Variant
Dim EspacamentoLargura As Variant
Dim EspacamentoLarguraMinima As Variant
Dim EspacamentoLarguraMaxima As Variant
Dim EspacamentoPasso As Variant
Dim RazaoCavidade As Variant
Dim Xorg As Variant
Dim Yorg As Variant
Dim RaioExternoString As String
Dim LadosString As String
Dim TrilhaLarguraString As String
Dim EspacamentoLarguraString As String
Dim NumeroEspiras As Double
Dim NumeroEspirasMaximo As Double
Dim NumeroEspirasMinimo As Double
Dim NumeroEspirasString As String
Dim XorgString As String
Dim YorgString As String
Dim FoundPos As Integer
Const Pi = 3.14159265
```

```
Private Sub Command1_Click()
```

```
Screen.MousePointer = vbHourglass
```



```

NomeArquivo = Text1.Text
Construcao = Text2.Text
RaioExternoMinimo = Val(Text3.Text)
RaioExternoMaximo = Val(Text4.Text)
RaioPasso = Val(Text5.Text)
Lados = Val(Text6.Text)
TrilhaLarguraMinima = Val(Text7.Text)
TrilhaLarguraMaxima = Val(Text8.Text)
TrilhaPasso = Val(Text9.Text)
EspacamentoLarguraMinima = Val(Text10.Text)
EspacamentoLarguraMaxima = Val(Text11.Text)
EspacamentoPasso = Val(Text12.Text)
RazaoCavidade = Val(Text13.Text)
NumeroLinhas = Text14.Text

```

```

NumeroLinhas = 0
NumeroArquivo = 1
NumeroIndutores = 0
FoundPos = 0

```

```
Open NomeArquivo For Output As #NumeroArquivo
```

```
Print #NumeroArquivo, "#Nome do Arquivo: "; NomeArquivo
```

```
If Construcao = "planar_simples" Then
```

```

For RaioExterno = RaioExternoMaximo To RaioExternoMinimo Step -RaioPasso
For TrilhaLargura = TrilhaLarguraMinima To TrilhaLarguraMaxima Step TrilhaPasso
For      EspacamentoLargura      =      EspacamentoLarguraMinima      To
EspacamentoLarguraMaxima Step EspacamentoPasso
NumeroEspirasMaximo = (RazaoCavidade * RaioExterno * Cos(Pi / Lados) +
EspacamentoLargura) / (TrilhaLargura + EspacamentoLargura)

```

```
Select Case Lados
```

```

Case 4
Xorg = 155
Yorg = 155
NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.75
NumeroEspirasMinimo = 1.75

```

```

Case 6
Xorg = 155
Yorg = 181.8
NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.667
NumeroEspirasMinimo = 1.667

```

Case 8

Xorg = 155

Yorg = 155

NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.625

NumeroEspirasMinimo = 1.625

Case 16

Xorg = 155

Yorg = 155

NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.5625

NumeroEspirasMinimo = 1.5625

Case Else

End Select

NumeroEspiras = NumeroEspirasMaximo

Do While NumeroEspiras >= NumeroEspirasMinimo

Print #NumeroArquivo, "#inicia novo indutor"

Print #NumeroArquivo, "#construcao="; Construcao; Chr\$(13) & Chr\$(10)

RaioExternoString = CStr(RaioExterno)

FoundPos = InStr(1, RaioExternoString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(RaioExternoString, FoundPos) = "."

Else

End If

LadosString = CStr(Lados)

FoundPos = InStr(1, LadosString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(LadosString, FoundPos) = "."

Else

End If

TrilhaLarguraString = CStr(TrilhaLargura)

FoundPos = InStr(1, TrilhaLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(TrilhaLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

EspacamentoLarguraString = CStr(EspacamentoLargura)

FoundPos = InStr(1, EspacamentoLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(EspacamentoLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

NumeroEspirasString = CStr(NumeroEspiras)

FoundPos = InStr(1, NumeroEspirasString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(NumeroEspirasString, FoundPos) = "."

```

Else
End If
XorgString = CStr(Xorg)
FoundPos = InStr(1, XorgString, ",")
If FoundPos <> 0 Then
Mid$(XorgString, FoundPos) = "."
Else
End If
YorgString = CStr(Yorg)
FoundPos = InStr(1, YorgString, ",")
If FoundPos <> 0 Then
Mid$(YorgString, FoundPos) = "."
Else
End If

```

```

Print #NumeroArquivo, "sp name=a"; " "; "radius=" & RaioExternoString; " " _
    ; "sides=" & LadosString; " "; "w=" & TrilhaLarguraString; " " _
    ; "s=" & EspacamentoLarguraString; " "; "n=" & NumeroEspirasString; "
" _
    ; "xorg=" & XorgString; " "; "yorg=" & YorgString; " " _
    ; "metal=m2"

```

```

Print #NumeroArquivo, "cp a b m1"
Print #NumeroArquivo, "str a 1 begin -"; CStr(Int(TrilhaLargura +
EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "str b -1 end "; CStr(Int(1.5 * (NumeroEspiras + 1) *
TrilhaLargura + NumeroEspiras * EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "split a -1 e"
Print #NumeroArquivo, "del e"
Print #NumeroArquivo, "split b -1 c"
Print #NumeroArquivo, "del b"
Print #NumeroArquivo, "join a c"
Print #NumeroArquivo, "pix a .2"
Print #NumeroArquivo, "pix a .4"
Print #NumeroArquivo, "pix a .6"
Print #NumeroArquivo, "pix a .8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 3.0"
Print #NumeroArquivo, "metalarea a"
Print #NumeroArquivo, "del a"; Chr$(13) & Chr$(10); Chr$(13) & Chr$(10)

```

```

NumeroIndutores = NumeroIndutores + 1
NumeroLinhas = NumeroLinhas + 29

```

```

Text15.Text = Str(NumeroIndutores)
Text14.Text = Str(NumeroLinhas)

```

```

NumeroEspiras = NumeroEspiras - 1
Loop

```

```

Next EspacamentoLargura
Next TrilhaLargura
Next RaioExterno
Else
End If

```

```

If Construcão = "biplanar_paralela" Then

```

```

For RaioExterno = RaioExternoMaximo To RaioExternoMinimo Step -RaioPasso
For TrilhaLargura = TrilhaLarguraMinima To TrilhaLarguraMaxima Step TrilhaPasso
For EspacamentoLargura = EspacamentoLarguraMinima To
EspacamentoLarguraMaxima Step EspacamentoPasso
NumeroEspirasMaximo = (RazaoCavidade * RaioExterno * Cos(Pi / Lados) +
EspacamentoLargura) / (TrilhaLargura + EspacamentoLargura)

```

```

Select Case Lados

```

```

Case 4
Xorg = 155
Yorg = 155
NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.75
NumeroEspirasMinimo = 1.75

```

```

Case 6
Xorg = 155
Yorg = 181.8
NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.667
NumeroEspirasMinimo = 1.667

```

```

Case 8
Xorg = 155
Yorg = 155
NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.625
NumeroEspirasMinimo = 1.625

```

Case 16

Xorg = 155

Yorg = 155

NumeroEspirasMaximo = Int(NumeroEspirasMaximo) + 0.5625

NumeroEspirasMinimo = 1.5625

Case Else

End Select

NumeroEspiras = NumeroEspirasMaximo

Do While NumeroEspiras >= NumeroEspirasMinimo

Print #NumeroArquivo, "#inicia novo indutor"

Print #NumeroArquivo, "#construcao="; Construcao; Chr\$(13) & Chr\$(10)

RaioExternoString = CStr(RaioExterno)

FoundPos = InStr(1, RaioExternoString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(RaioExternoString, FoundPos) = "."

Else

End If

LadosString = CStr(Lados)

FoundPos = InStr(1, LadosString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(LadosString, FoundPos) = "."

Else

End If

TrilhaLarguraString = CStr(TrilhaLargura)

FoundPos = InStr(1, TrilhaLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(TrilhaLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

EspacamentoLarguraString = CStr(EspacamentoLargura)

FoundPos = InStr(1, EspacamentoLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(EspacamentoLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

NumeroEspirasString = CStr(NumeroEspiras)

FoundPos = InStr(1, NumeroEspirasString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(NumeroEspirasString, FoundPos) = "."

Else

End If

XorgString = CStr(Xorg)

FoundPos = InStr(1, XorgString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(XorgString, FoundPos) = "."

```

Else
End If
YorgString = CStr(Yorg)
FoundPos = InStr(1, YorgString, ",")
If FoundPos <> 0 Then
Mid$(YorgString, FoundPos) = "."
Else
End If

Print #NumeroArquivo, "sp name=a"; " "; "radius=" & RaioExternoString; " " _
    ; "sides=" & LadosString; " "; "w=" & TrilhaLarguraString; " " _
    ; "s=" & EspacamentoLarguraString; " "; "n=" & NumeroEspirasString; "
" _
    ; "xorg=" & XorgString; " "; "yorg=" & YorgString; " " _
    ; "metal=m2"

Print #NumeroArquivo, "cp a b m1"
Print #NumeroArquivo, "cp b d m0"
Print #NumeroArquivo, "joinshunt a b"
Print #NumeroArquivo, "str a 1 begin -"; CStr(Int(TrilhaLargura +
EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "str d -1 end "; CStr(Int((NumeroEspiras + 1) * 1.5 *
TrilhaLargura + NumeroEspiras * EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "split a -1 e"
Print #NumeroArquivo, "del e"
Print #NumeroArquivo, "split d -1 f"
Print #NumeroArquivo, "del d"
Print #NumeroArquivo, "join a f"
Print #NumeroArquivo, "pix a .2"
Print #NumeroArquivo, "pix a .4"
Print #NumeroArquivo, "pix a .6"
Print #NumeroArquivo, "pix a .8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 3.0"
Print #NumeroArquivo, "metalarea a"
Print #NumeroArquivo, "del a"; Chr$(13) & Chr$(10); Chr$(13) & Chr$(10)

NumeroIndutores = NumeroIndutores + 1
NumeroLinhas = NumeroLinhas + 31

Text15.Text = Str(NumeroIndutores)

```

Text14.Text = Str(NumeroLinhas)

NumeroEspiras = NumeroEspiras - 1  
Loop

Next EspacamentoLargura  
Next TrilhaLargura  
Next RaioExterno  
Else  
End If

If Construcão = "biplanar\_serie" Then

For RaioExterno = RaioExternoMaximo To RaioExternoMinimo Step -RaioPasso  
For TrilhaLargura = TrilhaLarguraMinima To TrilhaLarguraMaxima Step TrilhaPasso  
For EspacamentoLargura = EspacamentoLarguraMinima To  
EspacamentoLarguraMaxima Step EspacamentoPasso  
 $\text{NumeroEspirasMaximo} = (\text{RazaoCavidade} * \text{RaioExterno} * \cos(\pi / \text{Lados}) + \text{EspacamentoLargura}) / (\text{TrilhaLargura} + \text{EspacamentoLargura})$

Select Case Lados

Case 4  
Xorg = 155  
Yorg = 155  
 $\text{NumeroEspirasMaximo} = \text{Int}(\text{NumeroEspirasMaximo}) + 0.75$   
 $\text{NumeroEspirasMinimo} = 1.75$

Case 6  
Xorg = 155  
Yorg = 181.8  
 $\text{NumeroEspirasMaximo} = \text{Int}(\text{NumeroEspirasMaximo}) + 0.667$   
 $\text{NumeroEspirasMinimo} = 1.667$

Case 8  
Xorg = 155  
Yorg = 155  
 $\text{NumeroEspirasMaximo} = \text{Int}(\text{NumeroEspirasMaximo}) + 0.75$   
 $\text{NumeroEspirasMinimo} = 1.75$

Case 16  
Xorg = 55  
Yorg = 55  
 $\text{NumeroEspirasMaximo} = \text{Int}(\text{NumeroEspirasMaximo}) + 0.5625$   
 $\text{NumeroEspirasMinimo} = 1.5625$

Case Else

End Select

NumeroEspiras = NumeroEspirasMaximo

Do While NumeroEspiras >= NumeroEspirasMinimo

Print #NumeroArquivo, "#inicia novo indutor"

Print #NumeroArquivo, "#construcao="; Construcao; Chr\$(13) & Chr\$(10)

RaioExternoString = CStr(RaioExterno)

FoundPos = InStr(1, RaioExternoString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(RaioExternoString, FoundPos) = "."

Else

End If

LadosString = CStr(Lados)

FoundPos = InStr(1, LadosString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(LadosString, FoundPos) = "."

Else

End If

TrilhaLarguraString = CStr(TrilhaLargura)

FoundPos = InStr(1, TrilhaLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(TrilhaLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

EspacamentoLarguraString = CStr(EspacamentoLargura)

FoundPos = InStr(1, EspacamentoLarguraString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(EspacamentoLarguraString, FoundPos) = "."

Else

End If

NumeroEspirasString = CStr(NumeroEspiras)

FoundPos = InStr(1, NumeroEspirasString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(NumeroEspirasString, FoundPos) = "."

Else

End If

XorgString = CStr(Xorg)

FoundPos = InStr(1, XorgString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(XorgString, FoundPos) = "."

Else

End If

YorgString = CStr(Yorg)

FoundPos = InStr(1, YorgString, ",")

If FoundPos <> 0 Then

Mid\$(YorgString, FoundPos) = "."

Else

End If



```

Print #NumeroArquivo, "sp name=a"; " "; "radius=" & RaioExternoString; " " _
; "sides=" & LadosString; " "; "w=" & TrilhaLarguraString; " " _
; "s=" & EspacamentoLarguraString; " "; "n=" & NumeroEspirasString; " " _
; "xorg=" & XorgString; " "; "yorg=" & YorgString; " " _
; "metal=m2"

```

```

Print #NumeroArquivo, "cp a b m1"
Print #NumeroArquivo, "fliph b"
Print #NumeroArquivo, "flipphase b"
Print #NumeroArquivo, "flip b"
Print #NumeroArquivo, "split a -4 g"
Print #NumeroArquivo, "del g"
Print #NumeroArquivo, "split b -1 e"
Print #NumeroArquivo, "del e"
Print #NumeroArquivo, "join a b"
Print #NumeroArquivo, "str a 1 begin -"; CStr(Int(TrilhaLargura / 2 +
EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "str a -1 end "; CStr(Int(TrilhaLargura / 2 +
EspacamentoLargura))
Print #NumeroArquivo, "pix a .2"
Print #NumeroArquivo, "pix a .4"
Print #NumeroArquivo, "pix a .6"
Print #NumeroArquivo, "pix a .8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 1.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.0"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.2"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.4"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.6"
Print #NumeroArquivo, "pix a 2.8"
Print #NumeroArquivo, "pix a 3.0"
Print #NumeroArquivo, "metalarea a"
Print #NumeroArquivo, "del a"; Chr$(13) & Chr$(10); Chr$(13) & Chr$(10)

```

```

NumeroIndutores = NumeroIndutores + 1
NumeroLinhas = NumeroLinhas + 33

```

```

Text15.Text = Str(NumeroIndutores)
Text14.Text = Str(NumeroLinhas)

```

```

NumeroEspiras = NumeroEspiras - 1
Loop

```

```

Next EspacamentoLargura
Next TrilhaLargura

```

Next RaioExterno

Else

End If

Close #NumeroArquivo

Screen.MousePointer = vbDefault

End Sub

Private Sub Command2\_Click()

Stop

End Sub

Private Sub Command3\_Click()

End

End Sub

Private Sub Form\_Load()

NumeroLinhas = 0

NumeroIndutores = 0

Text1.Text = "C:\Arquivos de programas\Microsoft Visual Studio\VB98\mestrado\..."

Text2.Text = ""

Text3.Text = ""

Text4.Text = ""

Text5.Text = ""

Text6.Text = ""

Text7.Text = ""

Text8.Text = ""

Text9.Text = ""

Text10.Text = ""

Text11.Text = ""

Text12.Text = ""

Text13.Text = ""

Text14.Text = NumeroLinhas

Text15.Text = NumeroIndutores

End Sub

## Anexo 2: Página de Entrada de Dados do Programa Editor

**Criação de Arquivo Texto para Processamento Batch pelo ASITIC**

Entra nome do arquivo texto a ser criado:  
C:\Arquivos de programas\Microsoft Visual Studio\VB98\mestrado\...

Entra tipo de construção:  
Entra larg. máxima da trilha:

Entra raio externo mínimo:  
Entra passo increm. larg. trilha:

Entra raio externo máximo:  
Entra larg. mín. de espac/trilha:

Entra passo de incremento do raio:  
Entra larg. máx. de espac/trilha:

Entra num. lados da geometria:  
Entra passo increm. espac/trilha:

Entra larg. mínima da trilha:  
Entra razão largura trilhas/raio ext.

Inicia Montagem de Arquivo Texto Interrompe Mont. Arquivo Texto

Número de linhas do arquivo:  
0

Número de indutores do arquivo:  
0

Finaliza a Aplicação

Windows taskbar: Iniciar, Explorando..., Explorando..., Imagem - P..., Project1 - ..., Criação ..., 08:42

Fig. An. 2: Entrada de dados no programa editor

### Anexo 3: Listagem de Arquivo em Lote para Submissão de Casos ao Simulador Eletromagnético

```
#Nome do Arquivo:C:\Arquivos de programas\Microsoft Visual
Studio\VB98\mestrado\planar_simples_4_lados_225_300.txt
#inicia novo indutor
#construcao=planar_simples

sp name=a radius=300 sides=4 w=10 s=1 n=11.75 xorg=55 yorg=55 metal=m2
cp a b m1
str a 1 begin -11
str b -1 end 139
split a -1 e
del e
split b -1 c
del b
join a c
pix a .2
pix a .4
pix a .6
pix a .8
pix a 1.0
pix a 1.2
pix a 1.4
pix a 1.6
pix a 1.8
pix a 2.0
pix a 2.2
pix a 2.4
pix a 2.6
pix a 2.8
pix a 3.0
metalarea a
del a

#inicia novo indutor
#construcao=planar_simples

sp name=a radius=300 sides=4 w=10 s=1 n=10.75 xorg=55 yorg=55 metal=m2
cp a b m1
str a 1 begin -11
str b -1 end 128
split a -1 e
del e
split b -1 c
del b
join a c
pix a .2
pix a .4
pix a .6
pix a .8
pix a 1.0
pix a 1.2
pix a 1.4
```

```

pix a 1.6
pix a 1.8
pix a 2.0
pix a 2.2
pix a 2.4
pix a 2.6
pix a 2.8
pix a 3.0
metalarea a
del a

```

```

#inicia novo indutor
#construcao=planar_simples

```

```

sp name=a radius=300 sides=4 w=10 s=1 n=9.75 xorg=55 yorg=55 metal=m2
cp a b m1
str a 1 begin -11
str b -1 end 117
split a -1 e
del e
split b -1 c
del b
join a c
pix a .2
pix a .4
pix a .6
pix a .8
pix a 1.0
pix a 1.2
pix a 1.4
pix a 1.6
pix a 1.8
pix a 2.0
pix a 2.2
pix a 2.4
pix a 2.6
pix a 2.8
pix a 3.0
metalarea a
del a

```

```

#inicia novo indutor
#construcao=planar_simples

```

```

sp name=a radius=300 sides=4 w=10 s=1 n=8.75 xorg=55 yorg=55 metal=m2
cp a b m1
str a 1 begin -11
str b -1 end 106
split a -1 e
del e
split b -1 c
del b
join a c
pix a .2
pix a .4
pix a .6
pix a .8
pix a 1.0
pix a 1.2
pix a 1.4

```

```
pix a 1.6
pix a 1.8
pix a 2.0
pix a 2.2
pix a 2.4
pix a 2.6
pix a 2.8
pix a 3.0
metalarea a
del a
```

```
#inicia novo indutor
#construcao=planar_simples
```

```
sp name=a radius=300 sides=4 w=10 s=1 n=7.75 xorg=55 yorg=55 metal=m2
cp a b m1
str a 1 begin -11
str b -1 end 95
split a -1 e
del e
split b -1 c
del b
join a c
pix a .2
pix a .4
pix a .6
pix a .8
pix a 1.0
pix a 1.2
pix a 1.4
pix a 1.6
pix a 1.8
pix a 2.0
pix a 2.2
pix a 2.4
pix a 2.6
pix a 2.8
pix a 3.0
metalarea a
del a
```

## Anexo 4: Formato do Arquivo de Especificação da Tecnologia da Austria Mikro Systeme, para o ASITIC

**Observação:** os campos preenchidos com "\*\*\*\*\*" contêm valores de propriedade intelectual exclusiva da Austria Mikro Systeme e sua divulgação por terceiros não é autorizada. Estes valores constam do manual # 9931032 [20], que pode ser obtido com a Áustria Mikro Systeme.

<chip>

```
chipx = 1024      ; dimensions of the chip in x direction
chipy = 1024      ; dimensions of the chip in y direction
fftx = 256       ; x-fft size (must be a power of 2)
ffty = 256       ; y-fft size
TechFile = sample_austria_1.tek
TechPath = ./home/romao
    eddy=0
    eddy=1
```

```
<layer> 0          ; p(-) Layer
    rho = ***** ; ohm-cm
    t   = ***** ; microns
    eps = *****
```

```
<layer> 1
    rho = *****
    t   = *****
    eps = *****
```

```
<layer> 2          ; Oxide Layer
    rho = *****
    t   = *****
    eps = *****
```

```
<metal> 0
    layer = 2
    rsh = *****
    t   = *****
    d   = *****
    smin = ***
    wmin = ***
    name = m0
    color = yellow
```

```
<metal> 1
    layer = 2
    rsh = *****
    t   = *****
    d   = *****
    smin = ***
    wmin = ***
    name = m1
    color = yellow
```

```
<metal> 2
    layer = 2
    rsh = *****
```

```

t = *****
d = *****
smin = ***
wmin = ***
name = m2
color = yellow

<via> 0                                ; metal 1 to metal 0
top = 1
bottom = 0
r = *****
width = *****
space = *****
overplot1 = **
overplot2 = **
name = v0
color = gray

<via> 1                                ; metal 2 to metal 1
top = 2
bottom = 1
r = *****
width = *****
space = *****
overplot1 = **
overplot2 = **
name = v1
color = purple

```



## Anexo 5: Listagem Típica como Fornecida pelo ASITIC para ser Interpretada

```
#####
# ASITIC ver (Linux_Intel) Grackle INPUT/OUTPUT LOG File
# Generated on Thu Nov 21 01:13:44 2002
#####

ASITIC DEBUG version Grackle (Linux_Intel)
Analysis & Simulation of Inductors and Transformers for ICs
Technology File Name? sample_austria_1.tek

Reading .asitic init file...Unable to open init file .asitic.
ASITIC> input planar_simples_4_lados.txt

ASITIC> #Nome do Arquivo:C:\Arquivos de programas\Microsoft Visual
Studio\VB98\mestrado\planar_simples_4_lados.txt

ASITIC> #inicia novo indutor

ASITIC> #construcao=planar_simples

ASITIC>

ASITIC> sp name=a radius=200 sides=4 w=10 s=1 n=7.75 xorg=55 yorg=55
metal=m2

Note: The Square command also produces square spirals.
ASITIC> cp a b ml

ASITIC> str a 1 begin -1l

ASITIC> str b -1 end 95

ASITIC> split a -1 e

ASITIC> del e

ASITIC> split b -1 c

ASITIC> del b

ASITIC> join a c

ASITIC> pix a .2

maxL = 37500.00, maxT = 6.12, maxW = 6.12 (lambda = 750000.00, delta
= 7.65)
Performing Analysis at 200 MHz
Generating capacitance matrix (62x62)...
Generating inductance matrix (62x62).....
Pi Model at f=200 MHz: Q = 603.1 m, 604 m, 609 m
L = 14.74 nH R = 30.15
Cs1 = 216 fF Rs1 = 35.45
Cs2 = 200.9 fF Rs2 = -12.95 Est. Resonance = 2.828 GHz
ASITIC> pix a .4
```

maxL = 18750.00, maxT = 4.33, maxW = 4.33 (lambda = 375000.00, delta = 5.41)

Performing Analysis at 400 MHz

Generating capacitance matrix (62x62)...

Generating inductance matrix (62x62).....

Pi Model at f=400 MHz: Q = 1.189 , 1.193 , 1.211

L = 14.7 nH R = 30.01

Cs1 = 215.1 fF Rs1 = 24.63

Cs2 = 202.1 fF Rs2 = -136.3 m Est. Resonance = 2.824 GHz

ASITIC> pix a .6

maxL = 12500.00, maxT = 3.54, maxW = 3.54 (lambda = 250000.00, delta = 4.42)

Performing Analysis at 600 MHz

Generating capacitance matrix (93x93)...

Generating inductance matrix (93x93).....

Pi Model at f=600 MHz: Q = 1.748 , 1.753 , 1.803

L = 14.68 nH R = 29.82

Cs1 = 211.1 fF Rs1 = 19.01

Cs2 = 204.1 fF Rs2 = 6.656 Est. Resonance = 2.848 GHz

ASITIC> pix a .8

maxL = 9375.00, maxT = 3.06, maxW = 3.06 (lambda = 187500.00, delta = 3.83)

Performing Analysis at 800 MHz

Generating capacitance matrix (93x93)...

Generating inductance matrix (93x93).....

Pi Model at f=800 MHz: Q = 2.251 , 2.261 , 2.37

L = 14.59 nH R = 29.53

Cs1 = 211.1 fF Rs1 = 16.09

Cs2 = 204.8 fF Rs2 = 9.865 Est. Resonance = 2.855 GHz

ASITIC> pix a 1.0

maxL = 7500.00, maxT = 2.74, maxW = 2.74 (lambda = 150000.00, delta = 3.42)

Performing Analysis at 1 GHz

Generating capacitance matrix (124x124)...

Generating inductance matrix (124x124).....

Pi Model at f=1 GHz: Q = 2.678 , 2.697 , 2.903

L = 14.51 nH R = 29.23

Cs1 = 212.7 fF Rs1 = 14.56

Cs2 = 206.1 fF Rs2 = 11.59 Est. Resonance = 2.852 GHz

ASITIC> pix a 1.2

maxL = 6250.00, maxT = 2.50, maxW = 2.50 (lambda = 125000.00, delta = 3.12)

Performing Analysis at 1.2 GHz

Generating capacitance matrix (124x124)...

Generating inductance matrix (124x124).....

Pi Model at f=1.2 GHz: Q = 3.019 , 3.046 , 3.398

L = 14.37 nH R = 28.76

Cs1 = 213.2 fF Rs1 = 13.71

Cs2 = 206.9 fF Rs2 = 12.59 Est. Resonance = 2.862 GHz

ASITIC> pix a 1.4

maxL = 5357.14, maxT = 2.31, maxW = 2.31 (lambda = 107142.86, delta = 2.89)

Performing Analysis at 1.4 GHz

Generating capacitance matrix (124x124)...

Generating inductance matrix (124x124).....

Pi Model at f=1.4 GHz: Q = 3.254 , 3.289 , 3.847

L = 14.21 nH R = 28.17

```

Cs1 = 213.8 fF Rs1 = 13.2
Cs2 = 207.8 fF Rs2 = 13.25      Est. Resonance = 2.874 GHz
ASITIC> pix a 1.6

maxL = 4687.50, maxT = 2.16, maxW = 2.16 (lambda = 93750.00, delta =
2.71)
Performing Analysis at 1.6 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (155x155).....
Pi Model at f=1.6 GHz: Q = 585.1 m, 356.5 m, 2.267
L = 2.254 nH R = -207.4
Cs1 = -1.975 pF Rs1 = -61.57
Cs2 = -1.108 pF Rs2 = -150.4      Est. Resonance = nan aHz
ASITIC> pix a 1.8

maxL = 4166.67, maxT = 2.04, maxW = 2.04 (lambda = 83333.33, delta =
2.55)
Performing Analysis at 1.8 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (155x155).....
Pi Model at f=1.8 GHz: Q = 3.327 , 3.234 , 4.635
L = 13.57 nH R = 24.96
Cs1 = 224.5 fF Rs1 = 17.69
Cs2 = 227 fF Rs2 = 21.16      Est. Resonance = 2.876 GHz
ASITIC> pix a 2.0

maxL = 3750.00, maxT = 1.94, maxW = 1.94 (lambda = 75000.00, delta =
2.42)
Performing Analysis at 2 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (155x155).....
Pi Model at f=2 GHz: Q = 2.808 , 3.145 , 5.482
L = 15.95 nH R = 10.32
Cs1 = 170.4 fF Rs1 = 349.3
Cs2 = 182 fF Rs2 = 140.8      Est. Resonance = 3.053 GHz
ASITIC> pix a 2.2

maxL = 3409.09, maxT = 1.85, maxW = 1.85 (lambda = 68181.82, delta =
2.31)
Performing Analysis at 2.2 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (155x155).....
Pi Model at f=2.2 GHz: Q = 2.764 , 1.61 , 1.699
L = 5.15 nH R = 133.6
Cs1 = -951.9 fF Rs1 = 312 m
Cs2 = -2.621 pF Rs2 = 13.47      Est. Resonance = nan aHz
ASITIC> pix a 2.4

maxL = 3125.00, maxT = 1.77, maxW = 1.77 (lambda = 62500.00, delta =
2.21)
Performing Analysis at 2.4 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (186x186).....
Pi Model at f=2.4 GHz: Q = 2.632 , 2.523 , 2.769
L = 1.185 nH R = 6.254
Cs1 = 2.198 pF Rs1 = -9.951
Cs2 = 1.282 pF Rs2 = -13.86      Est. Resonance = 3.323 GHz
ASITIC> pix a 2.6

maxL = 2884.62, maxT = 1.70, maxW = 1.70 (lambda = 57692.31, delta =
2.12)
Performing Analysis at 2.6 GHz

```

```

Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (186x186).....
Pi Model at f=2.6 GHz:  Q = 974.6 m, 1.723 , 592.4 m
C=1.922 pF R=31.92
Cs1=-3.592 pF Rs1=-17.26
Cs2=-2.142 pF Rs2=-36.27
ASITIC>  pix a 2.8

maxL = 2678.57, maxT =  1.64, maxW =  1.64 (lambda = 53571.43, delta =
2.05)
Performing Analysis at 2.8 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (186x186).....
Pi Model at f=2.8 GHz:  Q = 779.6 m, 9.568 , 2.169
L = 8.621 nH R = -191.2
Cs1 = -2.732 pF Rs1 = 39.69
Cs2 = -1.555 pF Rs2 = 8.73      Est. Resonance = nan aHz
ASITIC>  pix a 3.0

maxL = 2500.00, maxT =  1.58, maxW =  1.58 (lambda = 50000.00, delta =
1.98)
Performing Analysis at 3 GHz
Generating capacitance matrix (155x155)...
Generating inductance matrix (186x186).....
Pi Model at f=3 GHz:  Q = 7.774 , 491.4 m, 235.2 m
C=3.449 pF R=-11.76
Cs1=-6.408 pF Rs1=1.533
Cs2=-1.802 nF Rs2=-19.24
ASITIC>  metalarea a

Total Metal Area of a = 59.22 k (len^2).
ASITIC>  del a

ASITIC>

ASITIC>

ASITIC>  #inicia novo indutor

ASITIC>  #construcao=planar_simples

ASITIC>

ASITIC>  sp name=a radius=200 sides=4 w=10 s=1 n=6.75 xorg=55 yorg=55

metal=m2

```

## Anexo 6: Programa de Interpretação dos Resultados Gravados na “Log” de um Arquivo de Simulação Eletromagnética

Este programa consiste de um arquivo “Module” e de um arquivo “Form”:

### a) Arquivo Module

Option Explicit

Dim DB1 As Database

Dim TB1 As Table

Dim TB2 As Table

Dim Rel1 As Relation

Dim SpiralId As Field

Dim Construcão As Field

Dim Radius As Field

Dim Sides As Field

Dim Spacing As Field

Dim Largura As Field

Dim NumeroEspiras As Field

Dim Frequencia As Field

Dim FatorQTerminal1 As Field

Dim FatorQTerminal2 As Field

Dim FatorQTerminal12 As Field

Dim ResistenciaTerminal12 As Field

Dim CapacitanciaTerminal12 As Field

Dim IndutanciaTerminal12 As Field

Dim CapacitanciaTerminal1 As Field

Dim ResistenciaTerminal1 As Field

Dim CapacitanciaTerminal2 As Field

Dim ResistenciaTerminal2 As Field

**b) Arquivo Form**

Option Explicit

```
Dim NumeroArquivo As Integer
Dim NomeArquivoTexto As String
Dim NomeBancoDados As String
Dim NumeroEspiral As Integer
```

```
Dim Buffer As String
Dim searchpattern As String
Dim FoundPos As Integer
Dim NumeroLinha As Variant
Dim NumeroTotalLinhas As Long
Dim LinhasArquivo, ProximaLinha As String
Dim freq_limiar_ressonancia As Variant
```

```
Dim tb1_SpiralId As Integer
Dim tb1_construcao As String
Dim tb1_radius As String
Dim tb1_radius_n As Variant
Dim tb1_sides As String
Dim tb1_spacing As String
Dim tb1_largura As String
Dim tb1_n_espiras As String
```

```
Dim inicio_campo As Integer
Dim final_campo As Integer
Dim comprimento_campo As Integer
```

```
Dim PreenchimentoGeometria As Integer
Dim PreenchimentoParametrosFrequencia As Integer
Dim PreenchimentoParametrosTodasFrequencias As Integer
Dim tb2_SpiralId As Integer
Dim tb2_frequencia As String
Dim tb2_frequencia_n As Variant
Dim tb2_fator_q_term1 As String
Dim tb2_fator_q_term2 As String
Dim tb2_fator_q_term12 As String
Dim tb2_fator_q_term12_n As Variant
Dim tb2_capacitancia As String
Dim tb2_capacitancia_n As Variant
Dim tb2_indutancia As String
Dim tb2_indutancia_n As Variant
Dim tb2_res_term_12 As String
Dim tb2_cap_term_1 As String
Dim tb2_res_term_1 As String
Dim tb2_cap_term_2 As String
Dim tb2_res_term_2 As String
Dim tb2_resonance As String
```

```

Dim tb2_resonance_n As Variant

Dim construcao_flag As Integer
Dim radius_flag As Integer
Dim sides_flag As Integer
Dim spacing_flag As Integer
Dim largura_flag As Integer
Dim n_espiras_flag As Integer
Dim frequencia_flag As Integer
Dim freq_limiar_resonancia_flag As Integer
Dim fator_q_term_1_flag As Integer
Dim fator_q_term_2_flag As Integer
Dim fator_q_term_12_flag As Integer
Dim res_term_12_flag As Integer
Dim capacitancia_flag As Integer
Dim indutancia_flag As Integer
Dim cap_term_1_flag As Integer
Dim res_term_1_flag As Integer
Dim cap_term_2_flag As Integer
Dim res_term_2_flag As Integer
Dim resonance_flag As Integer

Dim DB1 As Database
Dim RS1 As Recordset
Dim RS2 As Recordset
Dim TB1 As Table
Dim TB2 As Table

Dim Rel1 As Relation
Private Sub FileExit_Click()

End

End Sub
Private Sub Label1_Click()

End Sub
Private Sub Command1_Click()

Screen.MousePointer = vbHourglass

NumeroLinha = 0
NumeroEspiral = 0
NumeroArquivo = 1

tb1_SpiralId = 0
tb1_construcao = ""
tb1_radius = ""
tb1_radius_n = 0

```

```
tb1_sides = ""
tb1_spacing = ""
tb1_largura = ""
tb1_n_espiras = ""
```

```
tb2_SpiralId = 0
tb2_frequencia = ""
tb2_frequencia_n = 0
tb2_fator_q_term1 = ""
tb2_fator_q_term2 = ""
tb2_fator_q_term12 = ""
tb2_fator_q_term12_n = 0
tb2_capacitancia = ""
tb2_capacitancia_n = 0
tb2_indutancia = ""
tb2_indutancia_n = 0
tb2_res_term_12 = ""
tb2_cap_term_1 = ""
tb2_res_term_1 = ""
tb2_cap_term_2 = ""
tb2_res_term_2 = ""
tb2_resonance = ""
tb2_resonance_n = 0
```

```
freq_limiar_ressonancia = 0
```

```
Set DB1 = OpenDatabase(NomeBancoDados)
```

```
Open NomeArquivoTexto For Input As NumeroArquivo Len = 256
```

```
While Not EOF(NumeroArquivo)
```

```
Line Input #NumeroArquivo, Buffer
```

```
NumeroLinha = NumeroLinha + 1
```

```
Text1.Text = NumeroLinha
```

```
PreenchimentoGeometria = 0
```

```
PreenchimentoParametrosFrequencia = 0
```

```
PreenchimentoParametrosTodasFrequencias = 0
```

```
construcao_flag = 0
```

```
radius_flag = 0
```

```
sides_flag = 0
```

```
spacing_flag = 0
```

```
largura_flag = 0
```

```
n_espiras_flag = 0
```

```
frequencia_flag = 0
```

```
freq_limiar_ressonancia_flag = 0
```



```
fator_q_term_1_flag = 0
fator_q_term_2_flag = 0
fator_q_term_12_flag = 0
```

```
res_term_12_flag = 0
capacitancia_flag = 0
indutancia_flag = 0
cap_term_1_flag = 0
res_term_1_flag = 0
cap_term_2_flag = 0
res_term_2_flag = 0
resonance_flag = 0
```

```
searchpattern = "inicia novo indutor"
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
If FoundPos <> 0 Then
    NumeroEspiral = NumeroEspiral + 1
    tb1_SpiralId = NumeroEspiral
    tb2_SpiralId = NumeroEspiral
    FoundPos = 0
Else
    GoTo UltimaLinha
End If
```

```
Do While PreenchimentoGeometria = 0
```

```
Line Input #NumeroArquivo, Buffer
```

```
NumeroLinha = NumeroLinha + 1
Text1.Text = NumeroLinha
```

```
searchpattern = "construcao="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 11
    final_campo = Len(Buffer)
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb1_construcao = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
    construcao_flag = 1
    FoundPos = 0
Else
    End If
```

```
searchpattern = "sp name="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
If FoundPos <> 0 Then
```

```

searchpattern = "radius="
radius_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 7
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb1_radius = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
tb1_radius_n = Val(tb1_radius + "e-06")
FoundPos = 0

```

```

searchpattern = "sides="
sides_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 6
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb1_sides = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0

```

```

searchpattern = " s="
spacing_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 3
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb1_spacing = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0

```

```

searchpattern = "w="
largura_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 2
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb1_largura = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0

```

```

searchpattern = "n="
n_espiras_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 2
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb1_n_espiras = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)

```

```

    FoundPos = 0
Else
End If

PreenchimentoGeometria = radius_flag * sides_flag * _
                        spacing_flag * largura_flag * _
                        n_espiras_flag

Loop

Set RS1 = DB1.OpenRecordset(Name:="geometria", Type:=dbOpenDynaset)

With RS1
    .AddNew
    .Fields("SpiralId").Value = tb1_SpiralId
    .Fields("Construcao").Value = tb1_construcao
    .Fields("Radius").Value = tb1_radius_n
    .Fields("Sides").Value = tb1_sides
    .Fields("Spacing").Value = tb1_spacing
    .Fields("Largura").Value = tb1_largura
    .Fields("NumeroEspiras").Value = tb1_n_espiras
    .Update
End With

'MsgBox ("um registro adicionado a tabela de geometrias")

Do While PreenchimentoParametrosTodasFrequencias = 0

Line Input #NumeroArquivo, Buffer

NumeroLinha = NumeroLinha + 1
Text1.Text = NumeroLinha

searchpattern = "metalarea"
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then
    PreenchimentoParametrosTodasFrequencias = 1
    GoTo FinalLaco
Else
End If

searchpattern = "f="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then
    frequencia_flag = 1
    inicio_campo = FoundPos + 2
    FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, "Hz")

```

```

final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb2_frequencia = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0
FoundPos = InStr(1, tb2_frequencia, "M")
'Stop
If FoundPos <> 0 Then
FoundPos = InStr(1, tb2_frequencia, " ")
tb2_frequencia = Left$(tb2_frequencia, FoundPos - 1)
'Stop
tb2_frequencia_n = Val(tb2_frequencia + "e+06")
'Stop
FoundPos = 0
Else
End If
FoundPos = InStr(1, tb2_frequencia, "G")
'Stop
If FoundPos <> 0 Then
FoundPos = InStr(1, tb2_frequencia, " ")
tb2_frequencia = Left$(tb2_frequencia, FoundPos - 1)
'Stop
tb2_frequencia_n = Val(tb2_frequencia + "e+09")
'Stop
FoundPos = 0
Else
End If

searchpattern = "Q = "

If freq_limiar_ressonancia_flag = 0 Then

fator_q_term_1_flag = 1
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
inicio_campo = FoundPos + 4
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, ",")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb2_fator_q_term1 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)

inicio_campo = FoundPos + 2
fator_q_term_2_flag = 1
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, ",")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb2_fator_q_term2 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)

inicio_campo = FoundPos + 2
fator_q_term_12_flag = 1
final_campo = Len(Buffer)
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1

```

```

tb2_fator_q_term12 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0
FoundPos = InStr(1, tb2_fator_q_term12, "m")
If FoundPos <> 0 Then
    FoundPos = InStr(1, tb2_fator_q_term12, " ")
    tb2_fator_q_term12 = Left$(tb2_fator_q_term12, FoundPos - 1)
    tb2_fator_q_term12_n = Val(tb2_fator_q_term12 + "e-03")
    FoundPos = 0
Else
    tb2_fator_q_term12_n = Val(tb2_fator_q_term12)
End If

Else
    fator_q_term_1_flag = 1
    fator_q_term_2_flag = 1
    fator_q_term_12_flag = 1
    tb2_fator_q_term1 = "0"
    tb2_fator_q_term2 = "0"
    tb2_fator_q_term12_n = 0
End If

Else
End If

searchpattern = "R = "
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 4
    res_term_12_flag = 1
    final_campo = Len(Buffer)
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb2_res_term_12 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
    FoundPos = 0

    searchpattern = "C = "
    FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
    If FoundPos <> 0 Then
        inicio_campo = FoundPos + 4
        capacitancia_flag = 1
        FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "F ")
        final_campo = FoundPos - 1
        comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
        tb2_capacitancia = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
        FoundPos = 0
    Else
        tb2_capacitancia = "0"
        tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia)
    End If
End If

```

```

searchpattern = "L = "
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 4
    indutancia_flag = 1

    If freq_limiar_ressonancia_flag = 0 Then

        FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "H ")
        final_campo = FoundPos - 1
        comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
        tb2_indutancia = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
        FoundPos = 0
        FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, "n")
        If FoundPos <> 0 Then
            FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, " ")
            tb2_indutancia = Left$(tb2_indutancia, FoundPos - 1)
            tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia + "e-09")
            FoundPos = 0
        Else
            End If
        FoundPos = 0
        FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, "p")
        If FoundPos <> 0 Then
            FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, " ")
            tb2_indutancia = Left$(tb2_indutancia, FoundPos - 1)
            tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia + "e-12")
            FoundPos = 0
        Else
            End If
        FoundPos = 0
        FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, "f")
        If FoundPos <> 0 Then
            FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, " ")
            tb2_indutancia = Left$(tb2_indutancia, FoundPos - 1)
            tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia + "e-15")
            FoundPos = 0
        Else
            End If
        FoundPos = 0
        FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, "a")
        If FoundPos <> 0 Then
            FoundPos = InStr(1, tb2_indutancia, " ")
            'tb2_indutancia = Left$(tb2_indutancia, FoundPos - 1)
            tb2_indutancia = "1"
            tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia + "e-18")
            FoundPos = 0
        Else
            End If

```

```

Else
tb2_indutancia = "0"
tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia)
End If

```

```

Else
    tb2_indutancia = "0"
    tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia)
End If
Else
End If

```

' inicio de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

```

searchpattern = "R="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

```

```

If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 2
    res_term_12_flag = 1
    final_campo = Len(Buffer)
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb2_res_term_12 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
    FoundPos = 0

```

```

searchpattern = "C="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 2
    capacitancia_flag = 1
    FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "F ")
    final_campo = FoundPos - 1
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb2_capacitancia = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
    FoundPos = 0
    FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, "n")
    If FoundPos <> 0 Then
        FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, " ")
        tb2_capacitancia = Left$(tb2_capacitancia, FoundPos - 1)
        tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia + "e-09")
        FoundPos = 0
    Else
    End If
    FoundPos = 0
    FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, "p")
    If FoundPos <> 0 Then
        FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, " ")
        tb2_capacitancia = Left$(tb2_capacitancia, FoundPos - 1)
        tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia + "e-12")

```

```

FoundPos = 0
Else
End If
FoundPos = 0
FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, "f")
If FoundPos <> 0 Then
FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, " ")
tb2_capacitancia = Left$(tb2_capacitancia, FoundPos - 1)
tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia + "e-15")
FoundPos = 0
Else
End If
FoundPos = 0
FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, "a")
If FoundPos <> 0 Then
FoundPos = InStr(1, tb2_capacitancia, " ")
'tb2_capacitancia = Left$(tb2_capacitancia, FoundPos - 1)
tb2_capacitancia = "1"
tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia + "e-18")
FoundPos = 0
Else
End If

If freq_limiar_ressonancia_flag = 0 Then
freq_limiar_ressonancia_flag = 1
freq_limiar_ressonancia = tb2_frequencia_n
Else
End If

Else
tb2_capacitancia = "0"
tb2_capacitancia_n = Val(tb2_capacitancia)
End If

searchpattern = "L="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
If FoundPos <> 0 Then
inicio_campo = FoundPos + 2
indutancia_flag = 1
FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "H ")
final_campo = FoundPos - 1
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
tb2_indutancia = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
FoundPos = 0
Else
tb2_indutancia = "0"
tb2_indutancia_n = Val(tb2_indutancia)
End If
Else

```



End If

' final de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

searchpattern = "Cs1 = "

FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then

    inicio\_campo = FoundPos + 6

    cap\_term\_1\_flag = 1

    FoundPos = InStr(1, Buffer, "F ")

    final\_campo = FoundPos - 1

    comprimento\_campo = final\_campo - inicio\_campo + 1

    tb2\_cap\_term\_1 = Mid(Buffer, inicio\_campo, comprimento\_campo)

    FoundPos = 0

    searchpattern = "Rs1 = "

    FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

    inicio\_campo = FoundPos + 6

    res\_term\_1\_flag = 1

    final\_campo = Len(Buffer)

    comprimento\_campo = final\_campo - inicio\_campo + 1

    tb2\_res\_term\_1 = Mid(Buffer, inicio\_campo, comprimento\_campo)

    FoundPos = 0

Else

End If

'inicio de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

searchpattern = "Cs1="

FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then

    inicio\_campo = FoundPos + 4

    cap\_term\_1\_flag = 1

    FoundPos = InStr(1, Buffer, "F ")

    final\_campo = FoundPos - 1

    comprimento\_campo = final\_campo - inicio\_campo + 1

    tb2\_cap\_term\_1 = Mid(Buffer, inicio\_campo, comprimento\_campo)

    FoundPos = 0

    searchpattern = "Rs1="

    FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

    inicio\_campo = FoundPos + 4

    res\_term\_1\_flag = 1

    final\_campo = Len(Buffer)

    comprimento\_campo = final\_campo - inicio\_campo + 1

    tb2\_res\_term\_1 = Mid(Buffer, inicio\_campo, comprimento\_campo)

    FoundPos = 0

```
Else
End If
```

'final de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

```
searchpattern = "Cs2 = "
```

```
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
If FoundPos <> 0 Then
```

```
    inicio_campo = FoundPos + 6
```

```
    FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "F ")
```

```
    cap_term_2_flag = 1
```

```
    final_campo = FoundPos - 1
```

```
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
```

```
    tb2_cap_term_2 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
```

```
    FoundPos = 0
```

```
searchpattern = "Rs2 = "
```

```
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
res_term_2_flag = 1
```

```
inicio_campo = FoundPos + 6
```

```
FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, " ")
```

```
final_campo = FoundPos - 1
```

```
comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
```

```
tb2_res_term_2 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
```

```
FoundPos = 0
```

```
searchpattern = "Resonance = "
```

```
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
```

```
If FoundPos <> 0 Then
```

```
    resonance_flag = 1
```

```
If freq_limiar_ressonancia_flag = 0 Then
```

```
    inicio_campo = FoundPos + 12
```

```
    FoundPos = InStr(inicio_campo, Buffer, "Hz")
```

```
    final_campo = FoundPos - 1
```

```
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
```

```
    tb2_resonance = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
```

```
    FoundPos = 0
```

```
    FoundPos = InStr(1, tb2_resonance, "M")
```

```
    If FoundPos <> 0 Then
```

```
        FoundPos = InStr(1, tb2_resonance, " ")
```

```
        tb2_resonance = Left$(tb2_resonance, FoundPos - 1)
```

```
        tb2_resonance_n = Val(tb2_resonance + "e06")
```

```
        FoundPos = 0
```

```
    Else
```

```
    End If
```

```
    FoundPos = 0
```

```
    FoundPos = InStr(1, tb2_resonance, "G")
```

```

If FoundPos <> 0 Then
    FoundPos = InStr(1, tb2_resonance, " ")
    tb2_resonance = Left$(tb2_resonance, FoundPos - 1)
    tb2_resonance_n = Val(tb2_resonance + "e09")
    FoundPos = 0
Else
    End If
FoundPos = 0
FoundPos = InStr(1, tb2_resonance, "nan a")
If FoundPos <> 0 Then
    tb2_resonance_n = tb2_frequencia_n
    FoundPos = 0
Else
    End If

Else
    tb2_resonance_n = freq_limiar_ressonancia
    End If

Else
    MsgBox ("Houve desvio na montagem do arquivo pelo simulador")
    Stop
    End If

Else
    End If

' Inicio de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

searchpattern = "Cs2="
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)

If FoundPos <> 0 Then
    inicio_campo = FoundPos + 4
    FoundPos = InStr(FoundPos, Buffer, "F ")
    cap_term_2_flag = 1
    final_campo = FoundPos - 1
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb2_cap_term_2 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)
    FoundPos = 0

    searchpattern = "Rs2="
    FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
    res_term_2_flag = 1
    inicio_campo = FoundPos + 4
    final_campo = Len(Buffer)
    comprimento_campo = final_campo - inicio_campo + 1
    tb2_res_term_2 = Mid(Buffer, inicio_campo, comprimento_campo)

```

```

FoundPos = 0

searchpattern = "Resonance = "
FoundPos = InStr(1, Buffer, searchpattern)
resonance_flag = 1

If freq_limiar_ressonancia_flag = 0 Then

    If FoundPos <> 0 Then
        MsgBox ("Houve desvio na forma de montagem do arquivo de saida do simulador")
        Stop
    Else
        tb2_resonance = "ja_atingida"
        tb2_resonance_n = tb2_frequencia_n
    End If

Else
    tb2_resonance_n = freq_limiar_ressonancia
End If

Else
End If

' Final de rotina diferente para pesquisar espiras capacitivas

PreenchimentoParametrosFrequencia = Abs(frequencia_flag * _
    fator_q_term_1_flag * _
    fator_q_term_2_flag * _
    fator_q_term_12_flag * _
    res_term_12_flag * _
    (capacitancia_flag <> 0 Or indutancia_flag <> 0) * _
    cap_term_1_flag * _
    res_term_1_flag * _
    cap_term_2_flag * _
    res_term_2_flag * _
    resonance_flag)

If PreenchimentoParametrosFrequencia <> 0 Then

Set RS2 = DB1.OpenRecordset(Name:="parametros", Type:=dbOpenDynaset)

With RS2
    .AddNew
    .Fields("SpiralId").Value = tb2_SpiralId
    .Fields("Frequencia").Value = tb2_frequencia_n
    .Fields("FatorQTerminal1").Value = tb2_fator_q_term1
    .Fields("FatorQTerminal2").Value = tb2_fator_q_term2

```

```

.Fields("FatorQTerminal12").Value = tb2_fator_q_term12_n
.Fields("CapacitanciaTerminal12").Value = tb2_capacitancia_n
.Fields("IndutanciaTerminal12").Value = tb2_indutancia_n
.Fields("ResistenciaTerminal12").Value = tb2_res_term_12
.Fields("CapacitanciaTerminal1").Value = tb2_cap_term_1
.Fields("ResistenciaTerminal1").Value = tb2_res_term_1
.Fields("CapacitanciaTerminal2").Value = tb2_cap_term_2
.Fields("ResistenciaTerminal2").Value = tb2_res_term_2
.Fields("FreqRessonancia").Value = tb2_resonance_n
.Update

```

End With

```

'MsgBox ("um registro adicionado a tabela de parametros")

```

PreenchimentoParametrosFrequencia = 0

```

frequencia_flag = 0
fator_q_term_1_flag = 0
fator_q_term_2_flag = 0
fator_q_term_12_flag = 0
res_term_12_flag = 0
capacitancia_flag = 0
indutancia_flag = 0
cap_term_1_flag = 0
res_term_1_flag = 0
cap_term_2_flag = 0
res_term_2_flag = 0
resonance_flag = 0

```

```

Else
End If

```

FinalLaco:

Loop

UltimaLinha:

Wend

Close #NumeroArquivo

DB1.Close

Screen.MousePointer = vbDefault

End Sub

```
Private Sub Command2_Click()
Stop
End Sub
```

```
Private Sub Command3_Click()
```

```
NumeroEspiral = 0
NumeroArquivo = 1
NumeroLinha = 0
NumeroArquivo = 1
NumeroTotalLinhas = 0
```

```
NomeArquivoTexto = Text2.Text
```

```
Screen.MousePointer = vbHourglass
```

```
Open NomeArquivoTexto For Input As #NumeroArquivo
```

```
Do Until EOF(NumeroArquivo)
Line Input #NumeroArquivo, Buffer
NumeroTotalLinhas = NumeroTotalLinhas + 1
Text3.Text = NumeroTotalLinhas
Loop
```

```
Screen.MousePointer = vbDefault
```

```
Close #NumeroArquivo
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command4_Click()
```

```
Dim DB1 As Database
NomeBancoDados = Text4.Text
```

```
Set DB1 = CreateDatabase(NomeBancoDados, _
                        dbLangGeneral, _
                        dbVersion30)
MsgBox DB1.Name
```

```
Dim TB1 As TableDef
```

```
Set TB1 = DB1.CreateTableDef("Geometria")
```

```
With TB1
```

```

.Fields.Append .CreateField("SpiralId", dbInteger)
.Fields.Append .CreateField("Construcao", dbText)
.Fields.Append .CreateField("Radius", dbDouble)
.Fields.Append .CreateField("Sides", dbText)
.Fields.Append .CreateField("Spacing", dbText)
.Fields.Append .CreateField("Largura", dbText)
.Fields.Append .CreateField("NumeroEspiras", dbText)

End With

DB1.TableDefs.Append TB1

Dim Ind1 As Index

With TB1
    Set Ind1 = .CreateIndex("Index1")

    With Ind1
        .Fields.Append .CreateField("SpiralId", dbInteger)
        .Primary = True
    End With
    .Indexes.Append Ind1
End With

Dim TB2 As TableDef

Set TB2 = DB1.CreateTableDef("Parametros")

With TB2

    .Fields.Append .CreateField("SpiralId", dbInteger)
    .Fields.Append .CreateField("Frequencia", dbDouble)
    .Fields.Append .CreateField("FatorQTerminal1", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("FatorQTerminal2", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("FatorQTerminal12", dbDouble)
    .Fields.Append .CreateField("ResistenciaTerminal12", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("CapacitanciaTerminal12", dbDouble)
    .Fields.Append .CreateField("IndutanciaTerminal12", dbDouble)
    .Fields.Append .CreateField("CapacitanciaTerminal1", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("ResistenciaTerminal1", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("CapacitanciaTerminal2", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("ResistenciaTerminal2", dbText)
    .Fields.Append .CreateField("FreqRessonancia", dbDouble)

End With

DB1.TableDefs.Append TB2

```

```
Dim Ind2 As Index
```

```
With TB2
```

```
    Set Ind2 = .CreateIndex("Index2")
```

```
    With Ind2
```

```
        .Fields.Append .CreateField("SpiralId", dbInteger)
```

```
        .Fields.Append .CreateField("Frequencia", dbText)
```

```
        '.Primary = True
```

```
    End With
```

```
    .Indexes.Append Ind2
```

```
End With
```

```
Dim Rel1 As Relation
```

```
Set Rel1 = DB1.CreateRelation("Relation1", _
    "Geometria", _
    "Parametros", _
    dbRelationUpdateCascade)
```

```
With Rel1
```

```
    .Fields.Append Rel1.CreateField("SpiralId")
```

```
' .Fields.Append Rel1.CreateField("Frequencia")
```

```
    .Fields!SpiralId.ForeignName = "SpiralId"
```

```
' .Fields(1).ForeignName = "Frequencia"
```

```
End With
```

```
DB1.Relations.Append Rel1
```

```
DB1.Close
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command5_Click()
```

```
End
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Form_Load()
```

```
Text1.Text = ""
```

```
Text2.Text = "C:\arquivos de programas\microsoft visual studio\vb98\mestrado\..."
```

```
Text3.Text = ""
```

```
Text4.Text = "C:\arquivos de programas\microsoft visual studio\vb98\mestrado\..."
```

```
End Sub
```



## Anexo 7: Página de Entrada dos Dados do Programa Interpretador

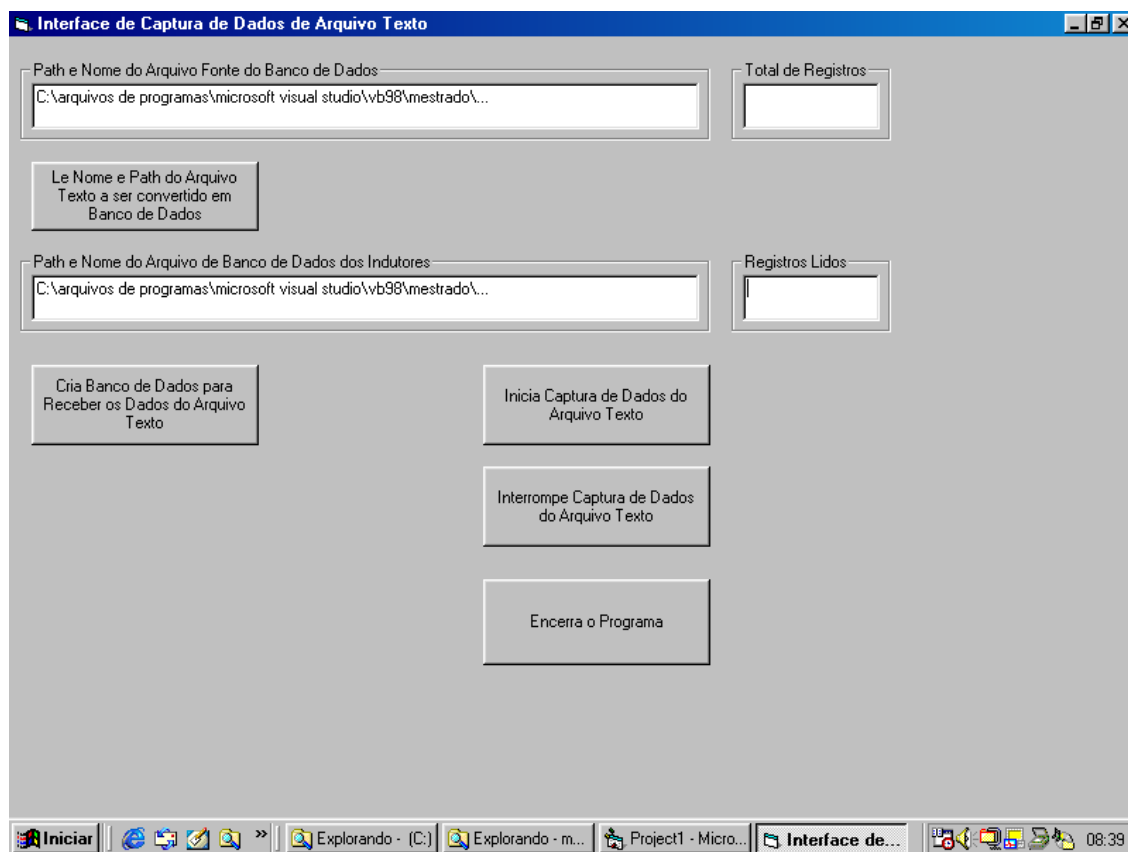


Fig. An. 7: Entrada de dados no programa interpretador da listagem do ASITIC

## Anexo 8: Listagens Típicas das Tabelas de Bancos de Dados Produzidas pelo Interpretador

Esta tela simplesmente mostra que no banco de dados gerado pelo programa interpretador (listado em anexo anterior) existem duas tabelas, uma de Geometrias e outra de Parâmetros. A tabela de Geometrias tem as características físicas de especificação do indutor. A tabela de parâmetros tem os parâmetros elétricos (resultantes da simulação do ASITIC).

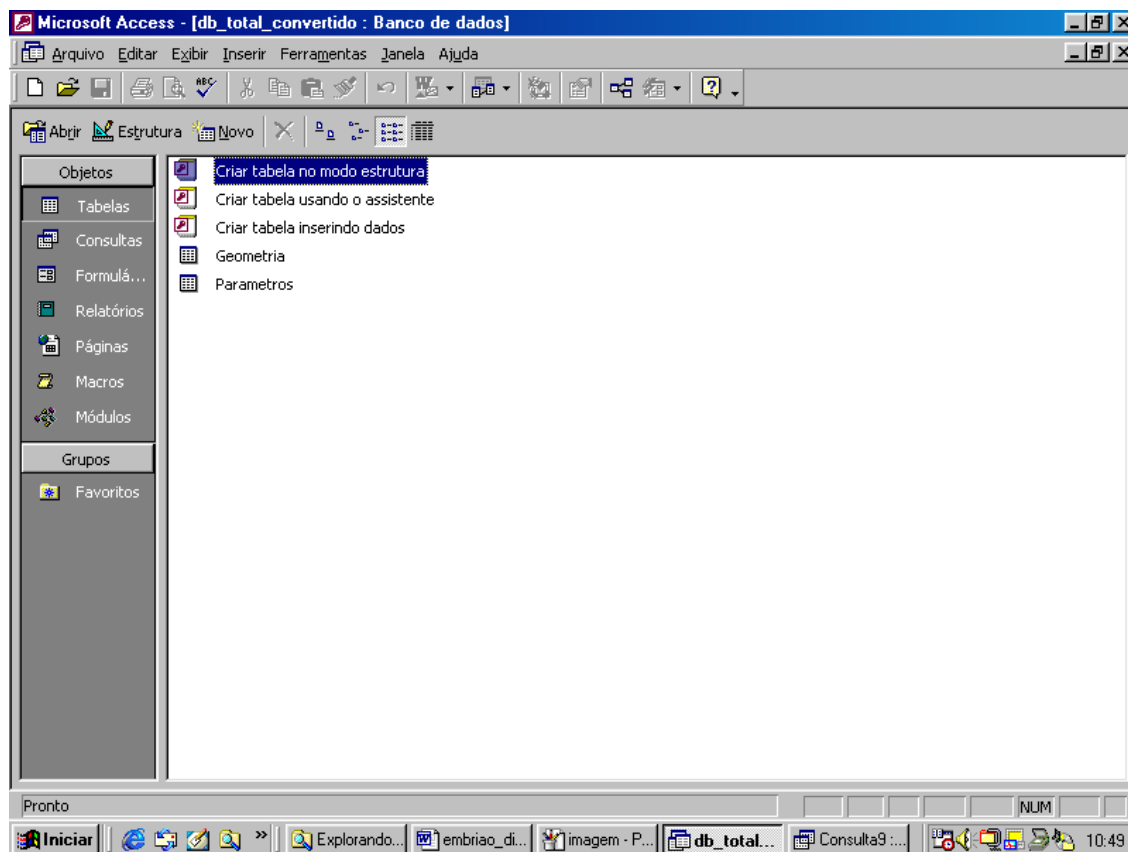
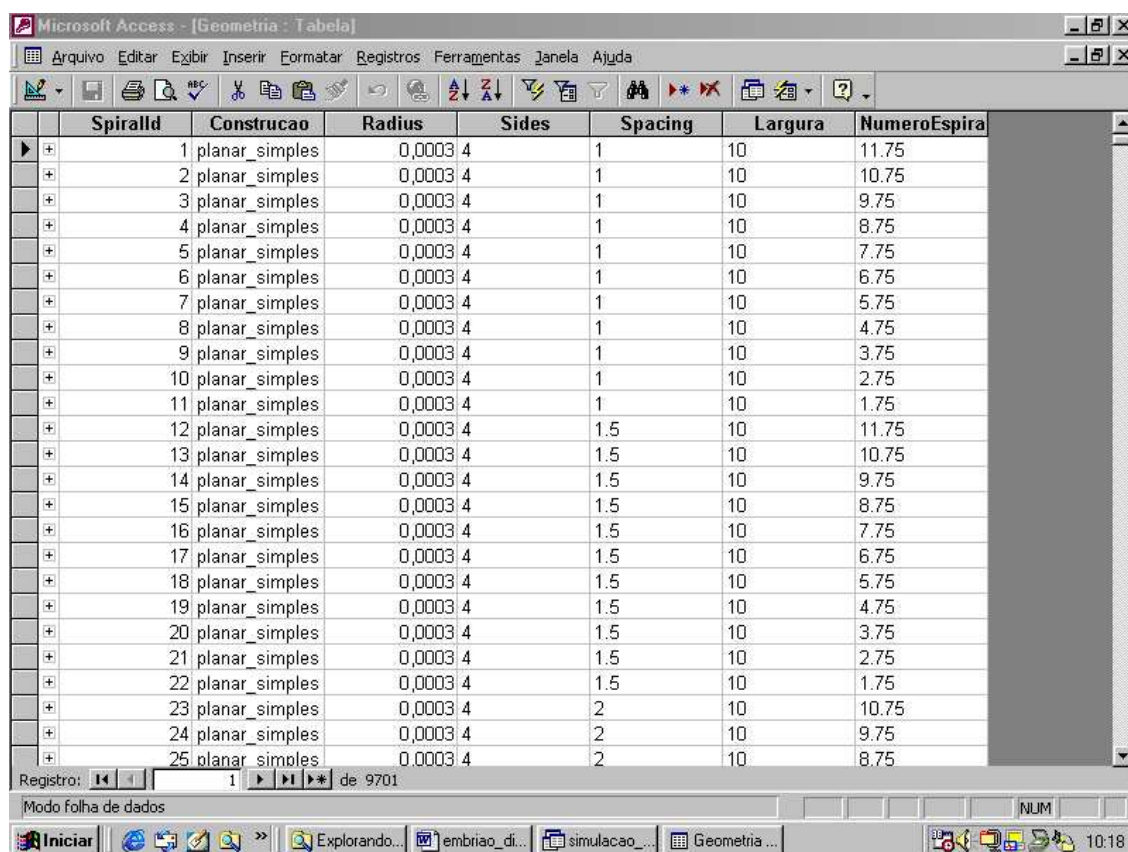


Fig. An. 8.1: Tabelas do banco de dados gerado pelo interpretador

### a) Listagem da Tabela de Geometrias

Esta tabela possui um total de 9701 registros, cada um correspondendo a um indutor específico. Estes indutores foram simulados em 15 frequências diferentes, e foi gerada uma outra tabela correspondente (relação de um para muitos, com a tabela de geometrias inicial): a tabela de parâmetros.

A tabela de Geometrias traz os seguintes dados: número de identificação da espiral; tipo de construção da espiral (planar simples, biplanar paralela ou biplanar série); raio circunscrito à espiral; número de lados da espiral; espaçamento entre trilhas da espiral; largura das trilhas da espiral e número de espiras da espiral.



SpiralId	Construção	Radius	Sides	Spacing	Largura	NumeroEspiras
1	planar_simples	0,0003 4	1	10	11.75	
2	planar_simples	0,0003 4	1	10	10.75	
3	planar_simples	0,0003 4	1	10	9.75	
4	planar_simples	0,0003 4	1	10	8.75	
5	planar_simples	0,0003 4	1	10	7.75	
6	planar_simples	0,0003 4	1	10	6.75	
7	planar_simples	0,0003 4	1	10	5.75	
8	planar_simples	0,0003 4	1	10	4.75	
9	planar_simples	0,0003 4	1	10	3.75	
10	planar_simples	0,0003 4	1	10	2.75	
11	planar_simples	0,0003 4	1	10	1.75	
12	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	11.75	
13	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	10.75	
14	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	9.75	
15	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	8.75	
16	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	7.75	
17	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	6.75	
18	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	5.75	
19	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	4.75	
20	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	3.75	
21	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	2.75	
22	planar_simples	0,0003 4	1.5	10	1.75	
23	planar_simples	0,0003 4	2	10	10.75	
24	planar_simples	0,0003 4	2	10	9.75	
25	planar_simples	0,0003 4	2	10	8.75	

Fig. An. 8.2: Listagem da tabela de geometrias

**b) Listagem da Tabela de Parâmetros (com somente alguns parâmetros selecionados dentre os possíveis)**

Esta tabela possui 145515 registros. O número de registros é igual ao número de simulações realizadas pelo ASITIC para criar o banco de dados. Estas simulações foram solicitadas por um arquivo processado em batch, mostrado em anexo anterior.

Esta tabela pode trazer os seguintes dados: número de identificação da espiral, frequência em que é simulada, capacitância entre terminais de entrada e saída, indutância entre os terminais de entrada e saída, fator de qualidade entre os terminais de entrada e saída e frequência de ressonância. Além disso é possível visualizar outros parâmetros, necessários à montagem de um modelo  $\pi$  do indutor.

SpiralId	Frequencia	FatorQTerminal12	Capacitancia	Indutancia	FreqRessonancia
1	200000000	0,9082	0	5,141E-08	934000000
1	400000000	1,723	0	5,079E-08	939400000
1	600000000	2,345	0	4,979E-08	947400000
1	800000000	2,663	0	4,822E-08	960700000
1	1000000000	2,564	0	4,611E-08	979900000
1	1200000000	1,958	0	4,336E-08	1007000000
1	1400000000	0,8149	0	3,991E-08	1043000000
1	1600000000	0,7795	0	3,571E-08	1089000000
1	1800000000	2,579	0	3,074E-08	1142000000
1	2000000000	4,222	0	2,506E-08	1185000000
1	2200000000	5,348	0	1,88E-08	1148000000
1	2400000000	5,731	0	1,22E-08	137200000
1	2600000000	5,384	0	5,573E-09	2159000000
1	2800000000	4,473	4,532E-12	0	2800000000
1	3000000000	3,271	4,46E-13	0	3000000000
2	200000000	0,8894	0	4,779E-08	985200000
2	400000000	1,695	0	4,732E-08	989800000
2	600000000	2,328	0	4,657E-08	996600000
2	800000000	2,688	0	4,54E-08	1008000000
2	1000000000	2,673	0	4,383E-08	1024000000
2	1200000000	2,199	0	4,177E-08	1046000000
2	1400000000	1,221	0	3,92E-08	1076000000
2	1600000000	0,2136	0	3,604E-08	1114000000
2	1800000000	1,923	0	3,224E-08	1161000000
2	2000000000	3,609	0	2,78E-08	1210000000

Fig. An. 8.3: Listagem da tabela de parâmetros

## Anexo 9: Consultas ao Banco de Dados

### a) Especificação de consulta gerada pelo Access sobre o banco de dados criado:

Nesta tela pode-se visualizar facilmente as estruturas das tabelas Geometria (9701 registros) e Parâmetros (145.515 registros). Na parte da janela inferior está uma típica consulta sobre o banco de dados montado. Neste caso, pergunta-se qual o número de identificação dos indutores situados entre 5,0 e 5,2 nH, com raio circunscrito menor do que 200  $\mu$  e frequência de ressonância maior do que 3,5GHz.

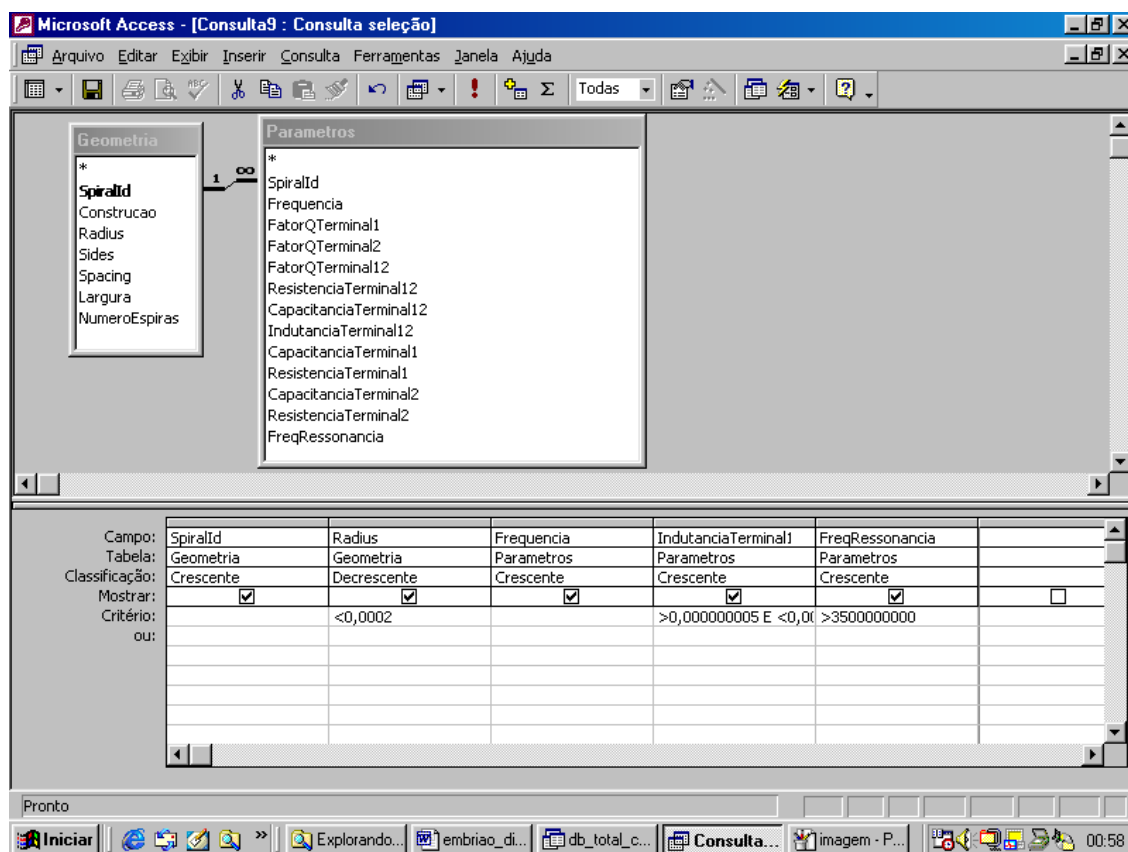
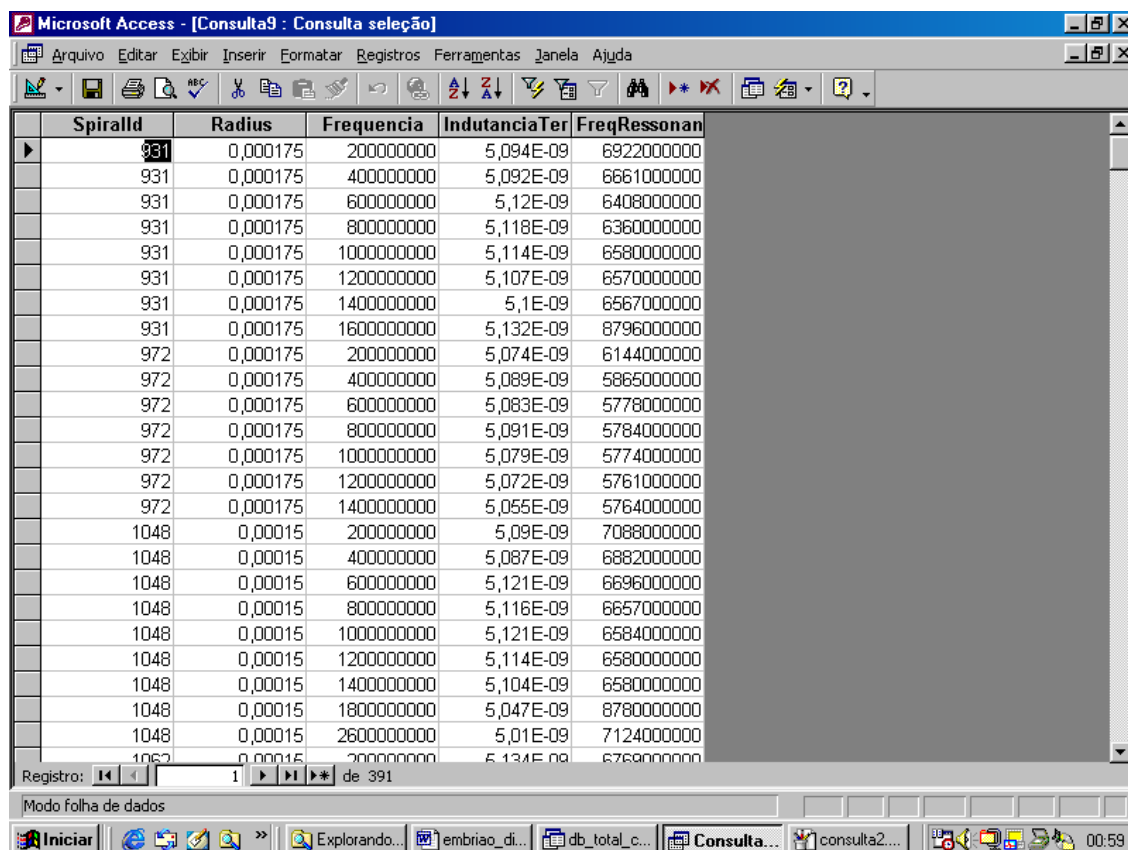


Fig. An. 9.1: Consulta ao banco de dados para identificar projeto físico de indutor

### b) Trecho da Resposta à Consulta Gerada no Anexo Anterior

Aqui se encontra o resultado à consulta anterior. Foram encontradas 391 instâncias no banco de dados, para as quais as condições da consulta são satisfeitas. Note-se que o número de indutores é menor do que 391, porque cada indutor pode ter de 1 a 15 instâncias, conforme a frequência em que tenha sido testado. Como se pode ver a consulta fornece também uma idéia do desempenho do indutor, através de um intervalo de frequências de 0,2 a 3,0 GHz.



SpiralId	Radius	Frequencia	IndutanciaTer	FreqRessonan
931	0,000175	200000000	5,094E-09	6922000000
931	0,000175	400000000	5,092E-09	6661000000
931	0,000175	600000000	5,12E-09	6408000000
931	0,000175	800000000	5,118E-09	6360000000
931	0,000175	1000000000	5,114E-09	6580000000
931	0,000175	1200000000	5,107E-09	6570000000
931	0,000175	1400000000	5,1E-09	6567000000
931	0,000175	1600000000	5,132E-09	8796000000
972	0,000175	200000000	5,074E-09	6144000000
972	0,000175	400000000	5,089E-09	5865000000
972	0,000175	600000000	5,083E-09	5778000000
972	0,000175	800000000	5,091E-09	5784000000
972	0,000175	1000000000	5,079E-09	5774000000
972	0,000175	1200000000	5,072E-09	5761000000
972	0,000175	1400000000	5,055E-09	5764000000
1048	0,00015	200000000	5,09E-09	7088000000
1048	0,00015	400000000	5,087E-09	6882000000
1048	0,00015	600000000	5,121E-09	6696000000
1048	0,00015	800000000	5,116E-09	6657000000
1048	0,00015	1000000000	5,121E-09	6584000000
1048	0,00015	1200000000	5,114E-09	6580000000
1048	0,00015	1400000000	5,104E-09	6580000000
1048	0,00015	1800000000	5,047E-09	8780000000
1048	0,00015	2600000000	5,01E-09	7124000000
1062	0,00015	200000000	5,134E-09	6768000000

Fig. An. 9.2: Resultado da consulta anterior ao banco de dados identificando a espiral

## Anexo 10: Resultados Gráficos da Simulação Eletromagnética Ampliada

Neste anexo procura-se mostrar os resultados de uma ampla simulação eletromagnética para obter os valores de reatância indutiva normalizada de espirais planares simples, quadradas, com diâmetros variando de 300 a 50  $\mu\text{m}$ , espaçamento entre espiras variando de 1 a 3  $\mu\text{m}$ , largura de trilha variando de 10 a 20  $\mu\text{m}$ , para frequências variando de 25 MHz a 3000 MHz, em intervalos de 25 MHz. Na primeira coleção de gráficos, em cada gráfico, são mostrados os resultados para conjuntos de 200 indutores (23800 instâncias simuladas). Na segunda coleção de gráficos são mostrados os resultados para uma ampliação do conjunto de indutores de 401 a 600 com 13 a 15 indutores por gráfico (2000 instâncias simuladas).

### a) Gráficos para conjuntos de 200 indutores;

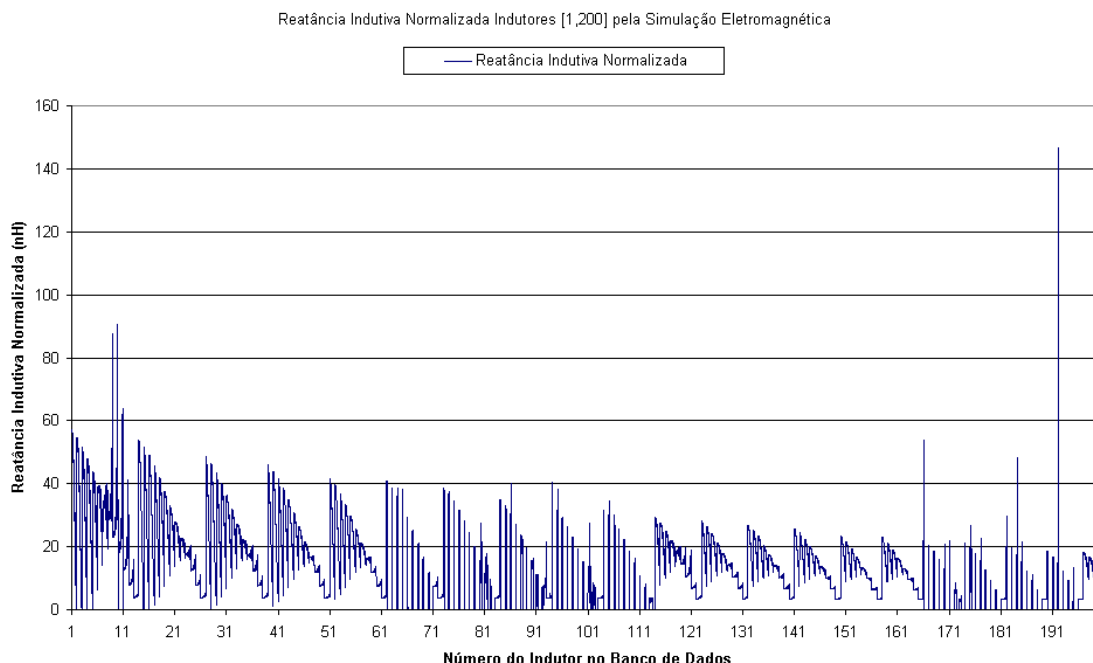


Fig. An. 10.1: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1 a 200

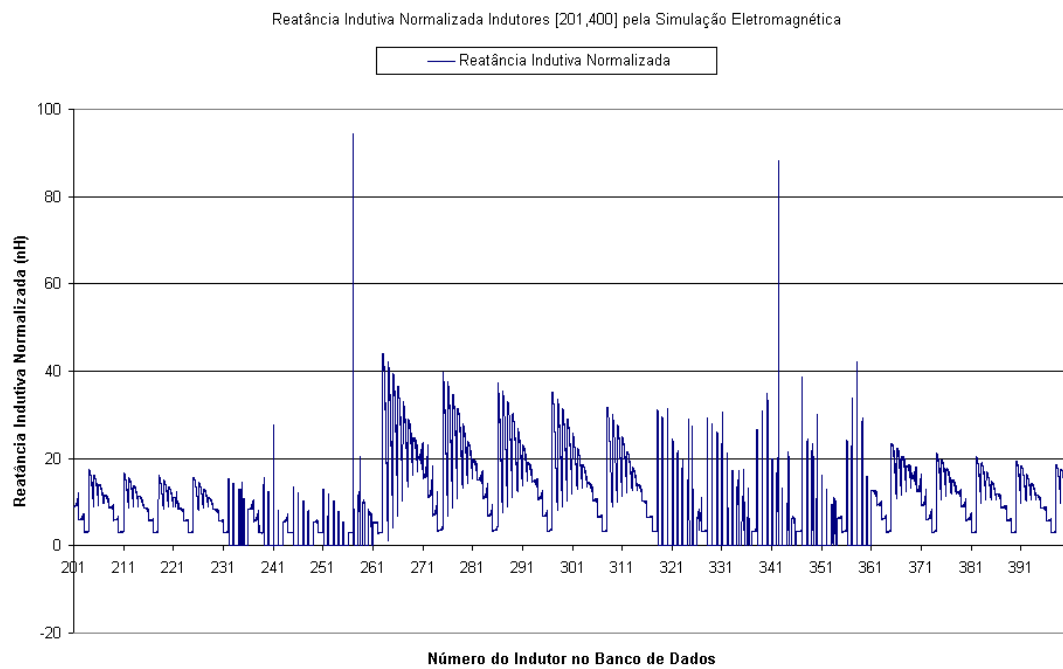


Fig. An. 10.2: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 201 a 400

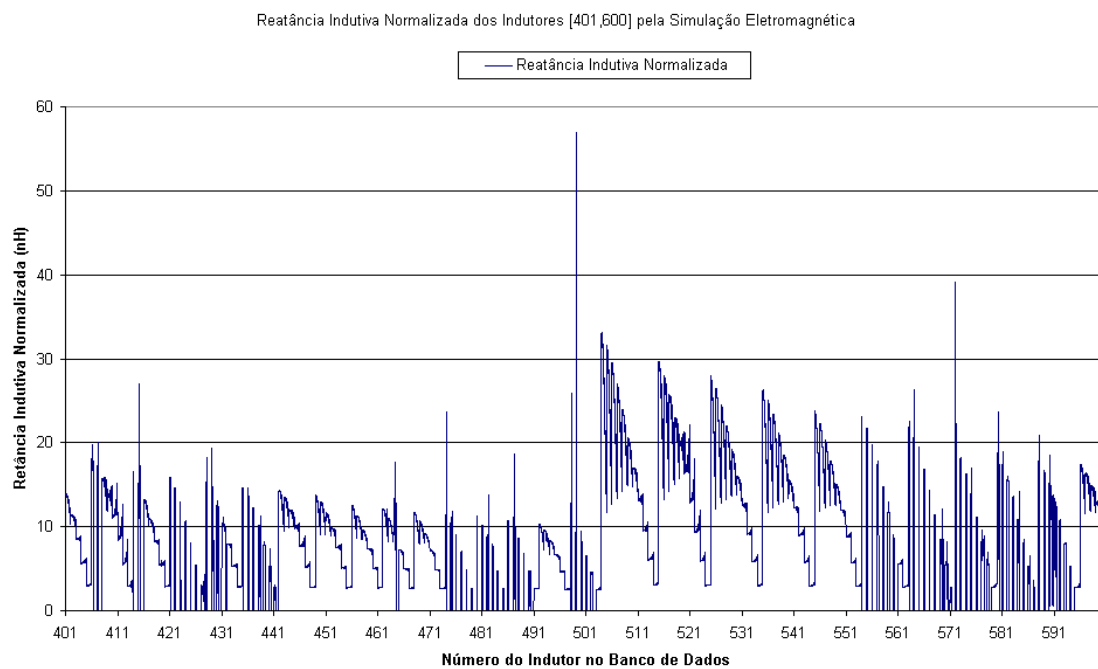


Fig. An. 10.3: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 401 a 600



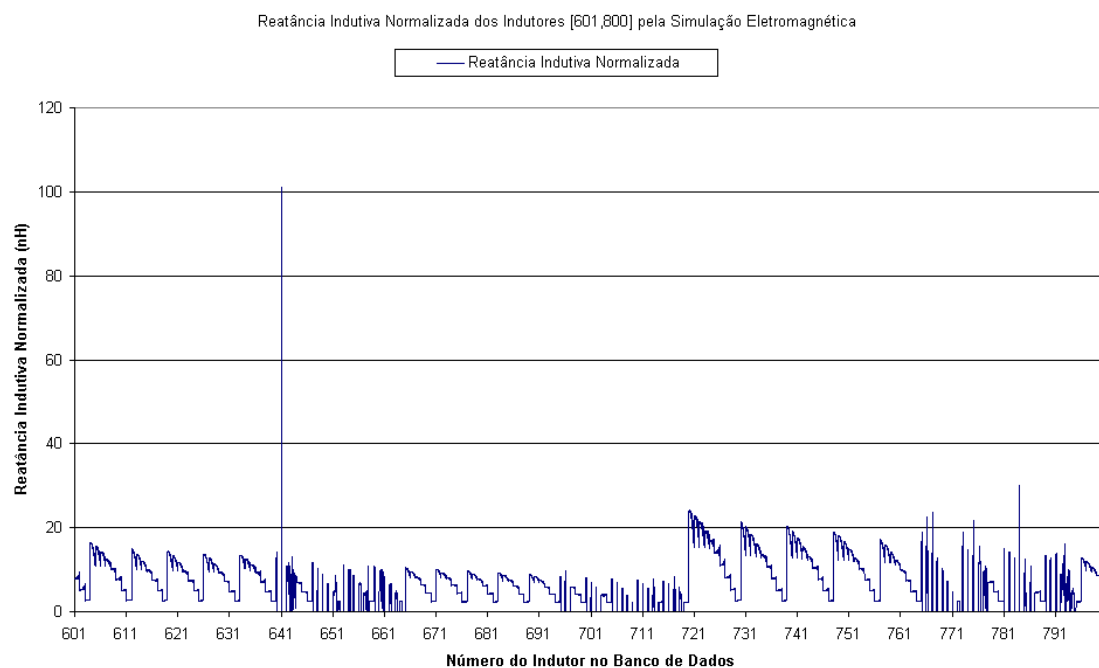


Fig. An. 10.4: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 601 a 800

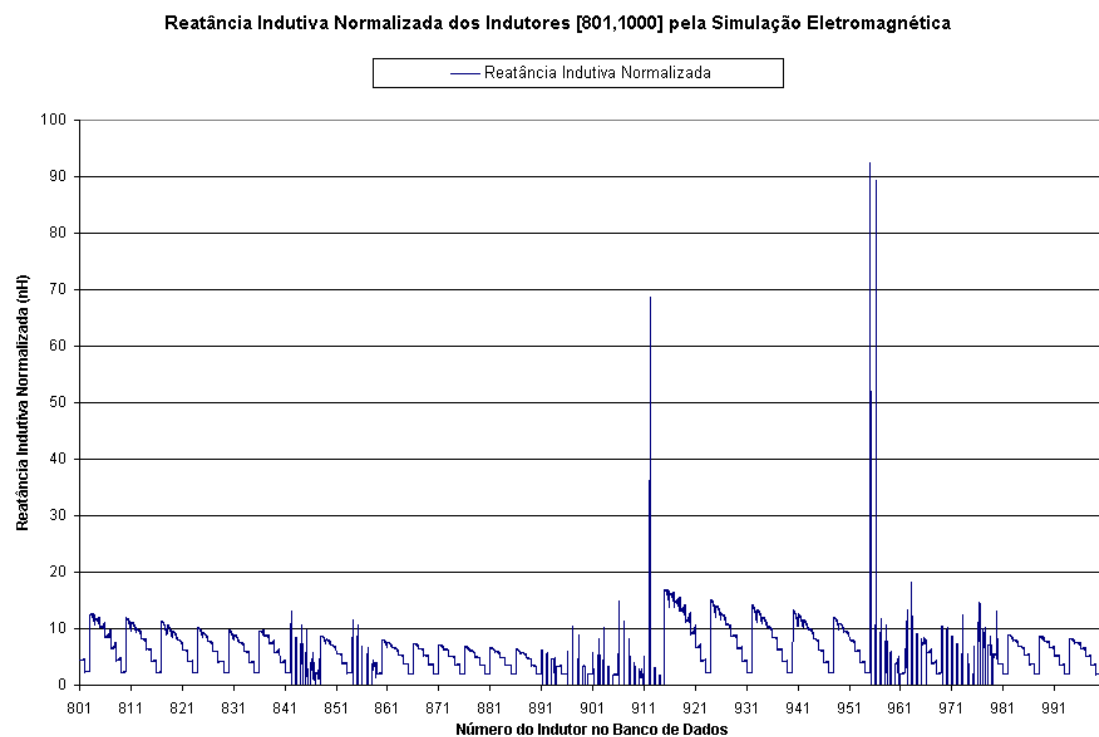


Fig. An. 10.5: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 801 a 1000

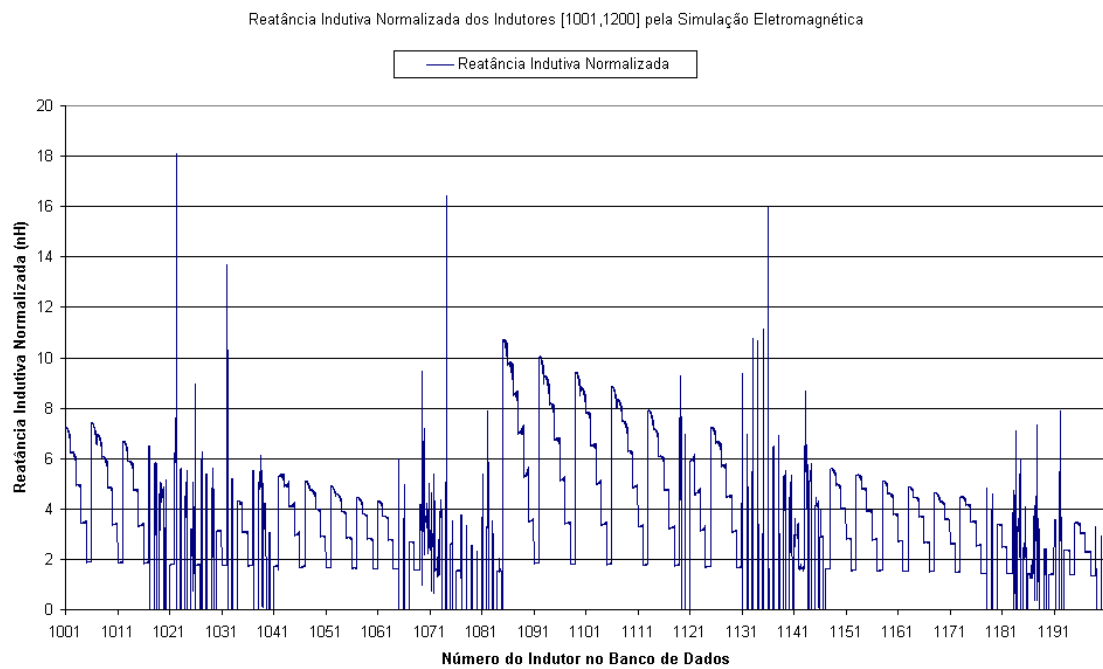


Fig. An. 10.6: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1001 a 1200

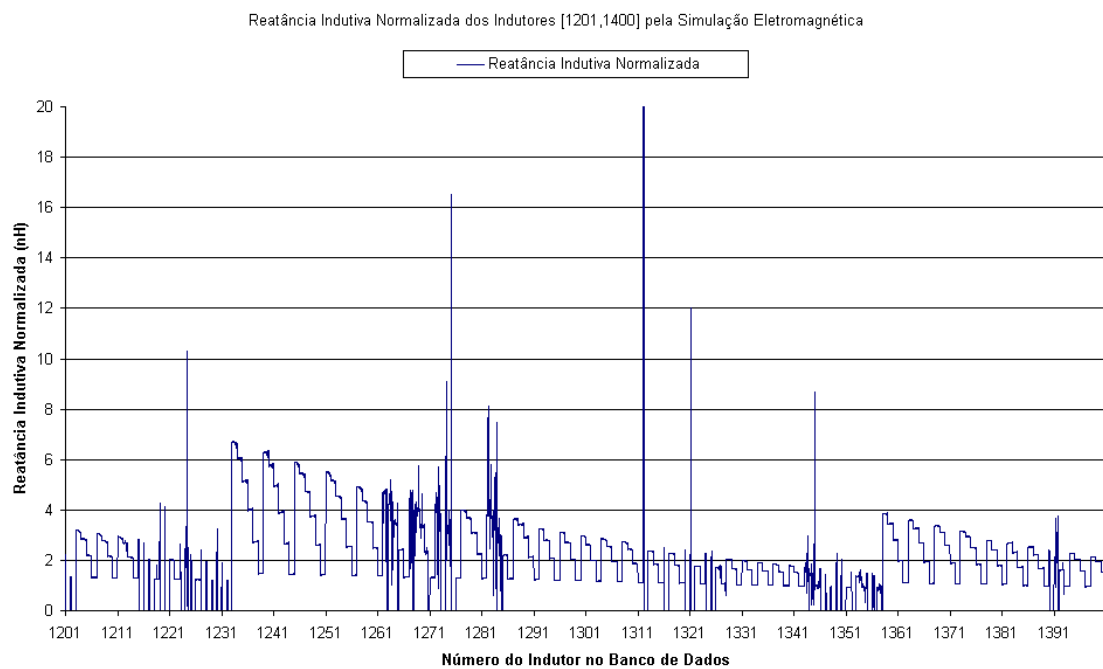


Fig. An. 10.7: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1201 a 1400

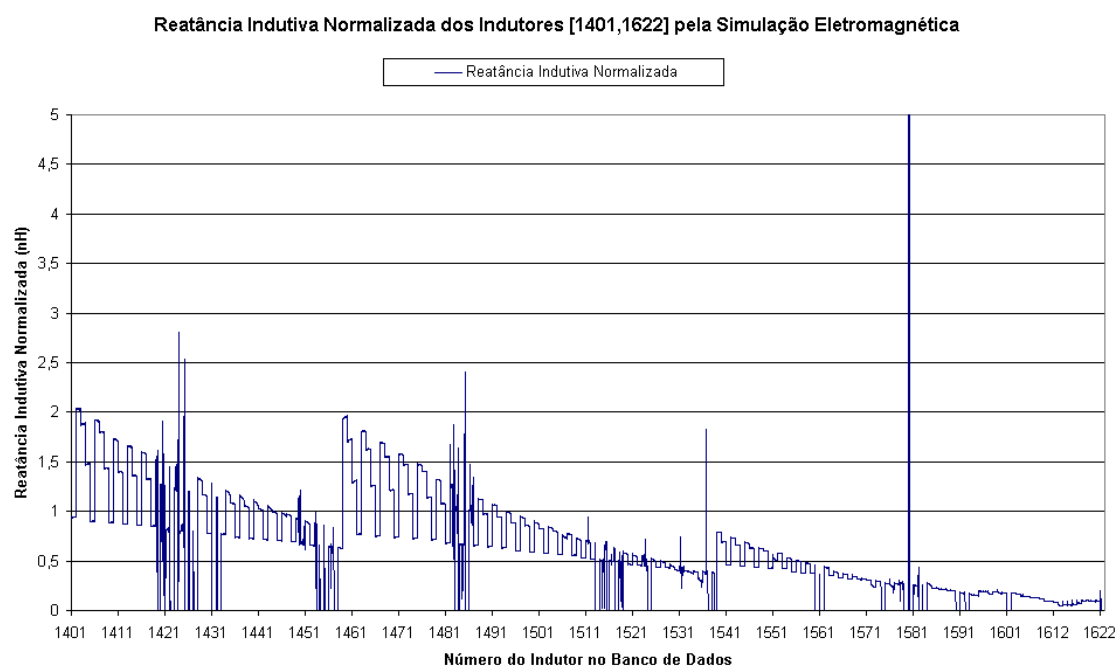


Fig. An. 10.8: Instâncias de 1 a 23800 para indutores de 1401 a 1622

b) Gráficos para conjuntos de 15 indutores (dentro da faixa de indutores de número 401 a 600);

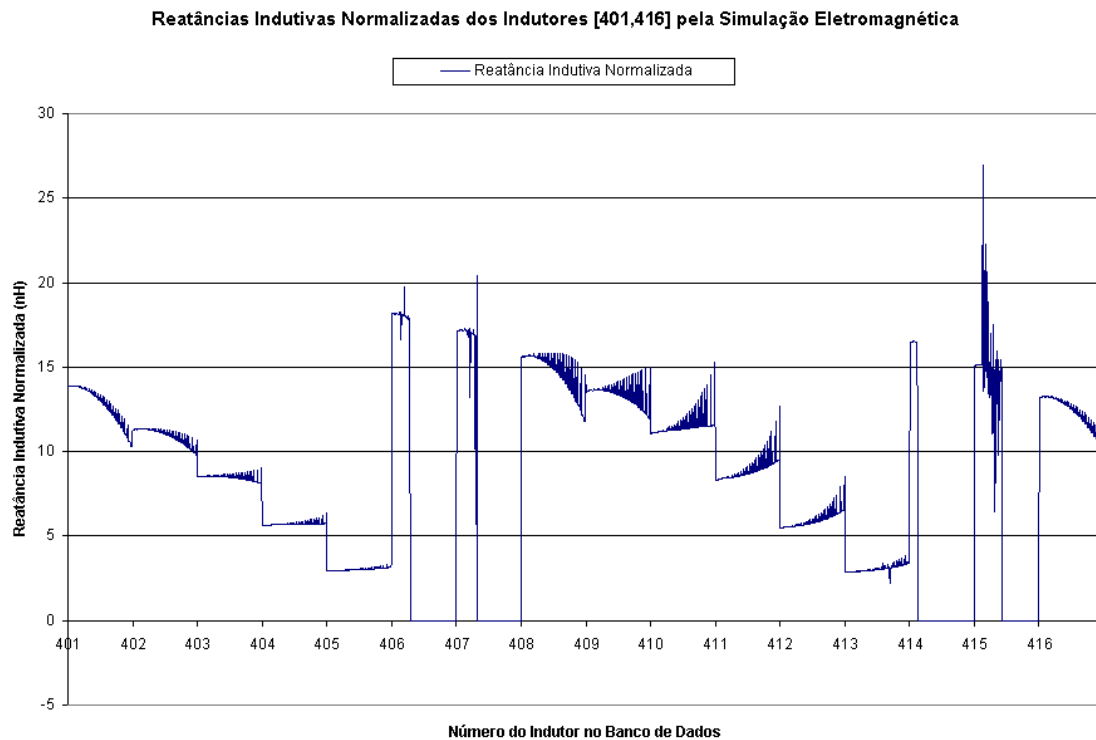


Fig. An. 10.9: Instâncias de 1 a 1800 para indutores de 401 a 416

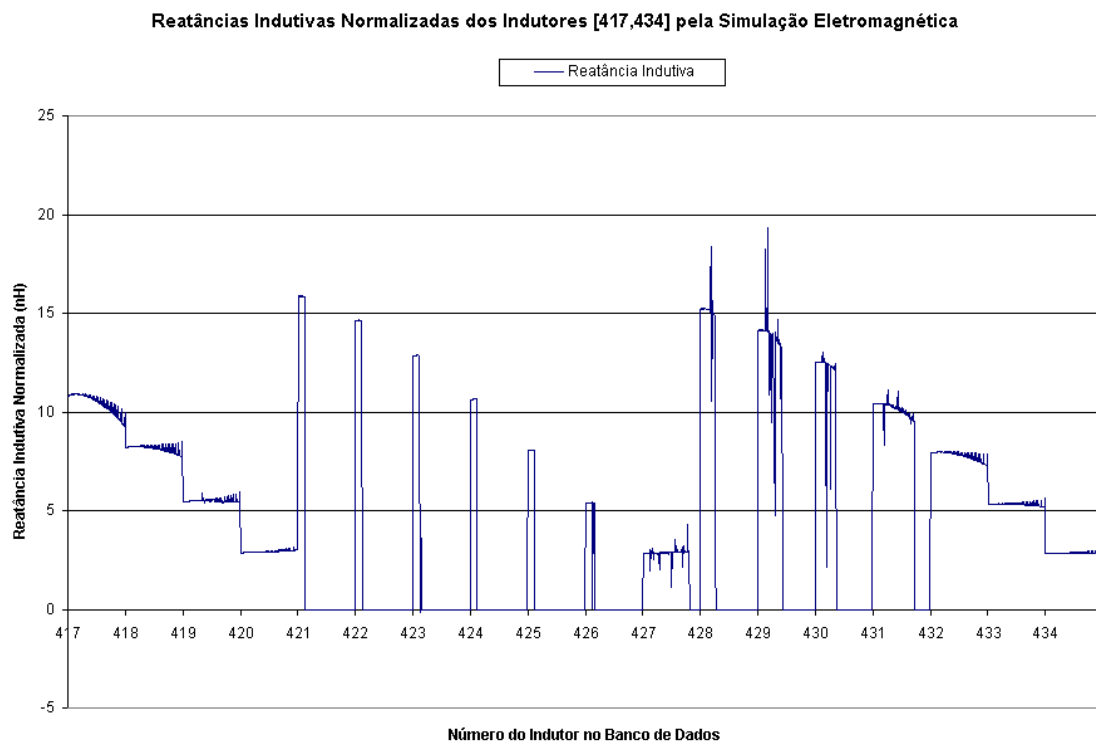


Fig. An. 10.10: Instâncias de 1800 a 4000 para indutores de 417 a 434

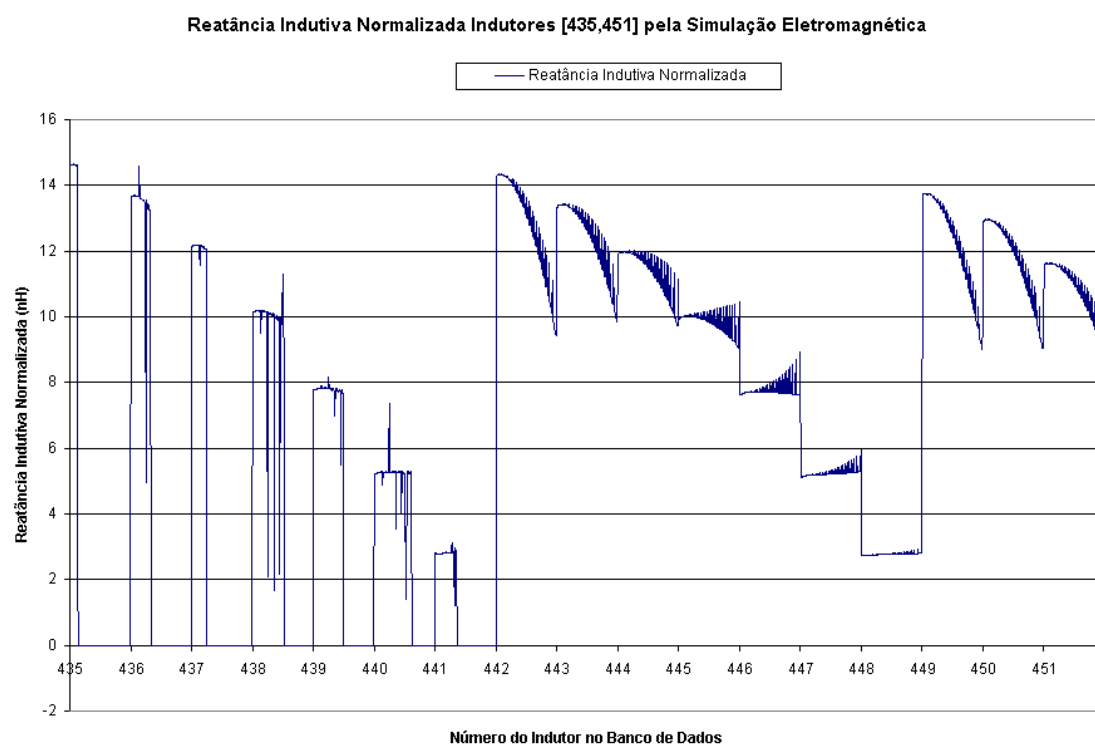


Fig. An. 10.11: Instâncias de 4000 a 6000 para indutores de 435 a 451

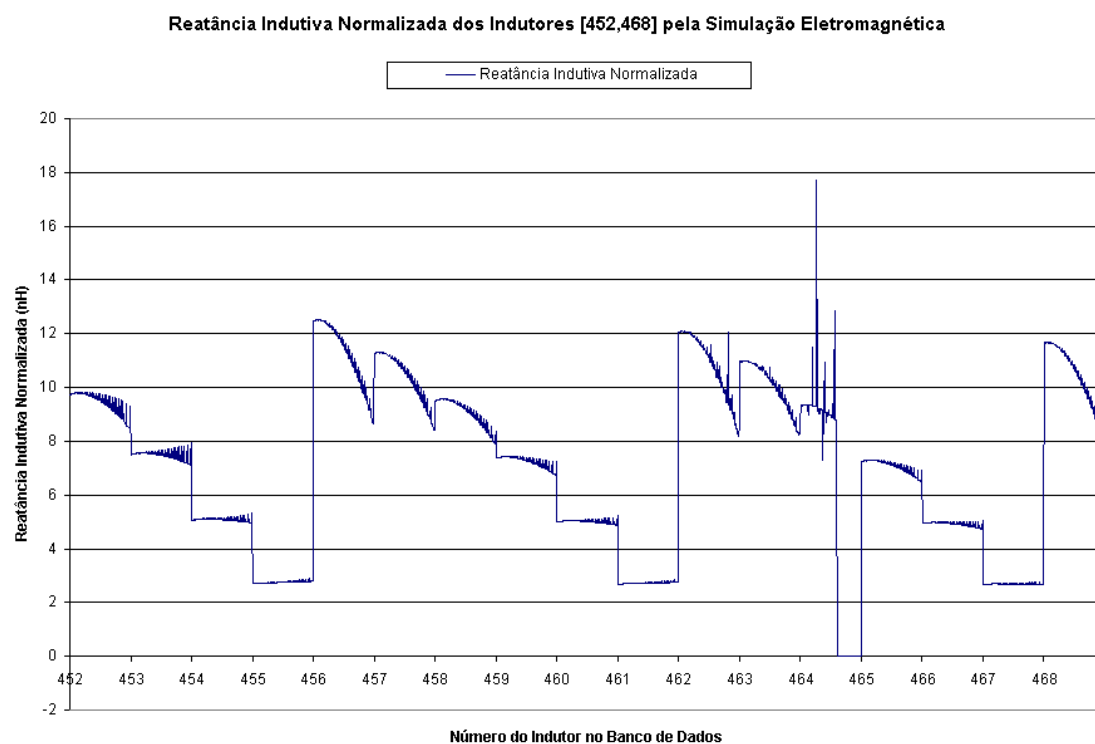


Fig. An. 10.12: Instâncias de 6000 a 8000 para indutores de 452 a 468

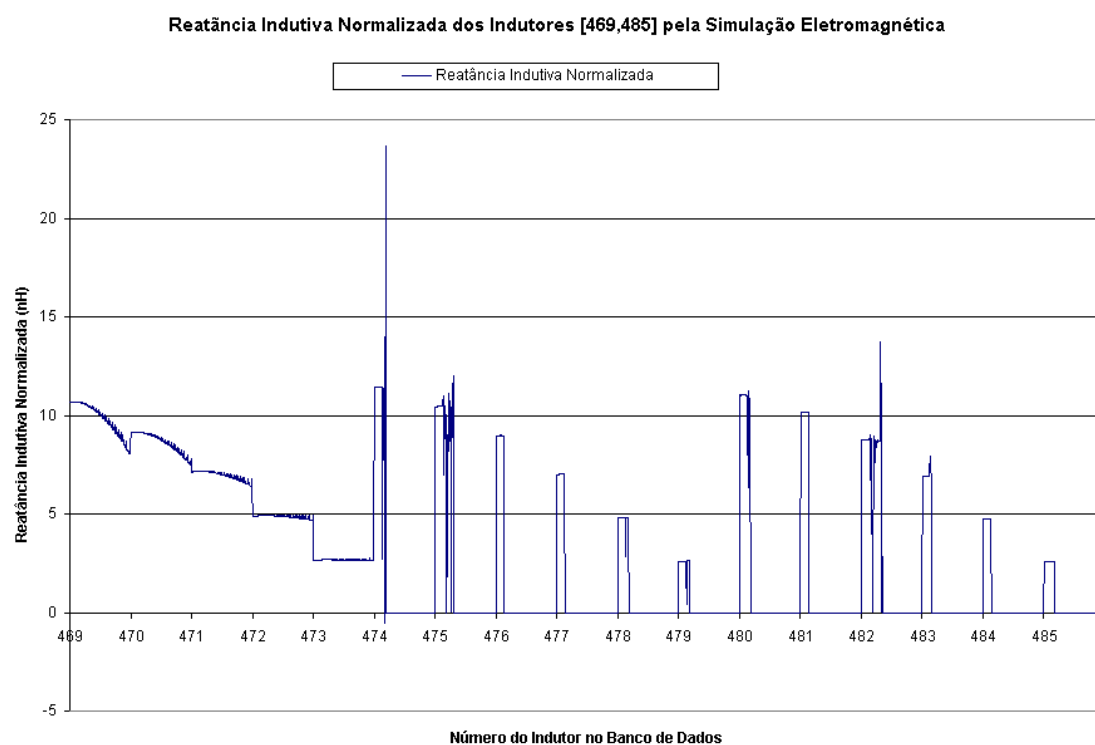


Fig. An. 10.13: Instâncias de 8000 a 10000 para indutores de 469 a 485

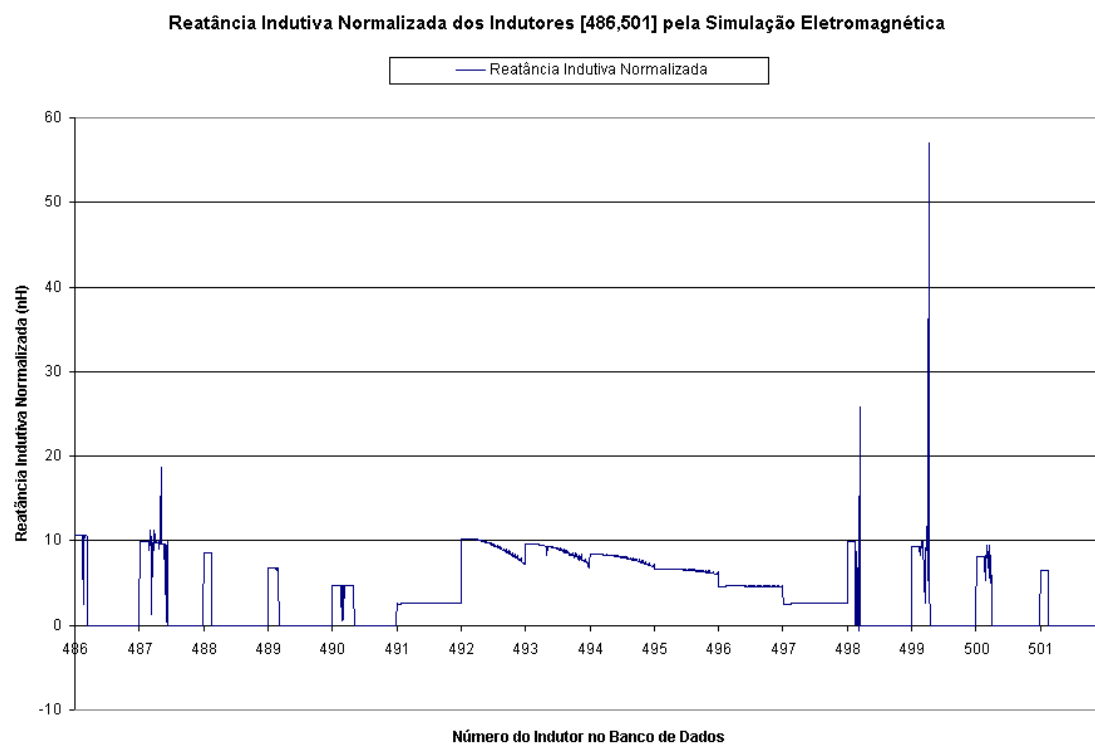


Fig. An. 10.14: Instâncias de 10000 a 12000 para indutores de 486 a 501

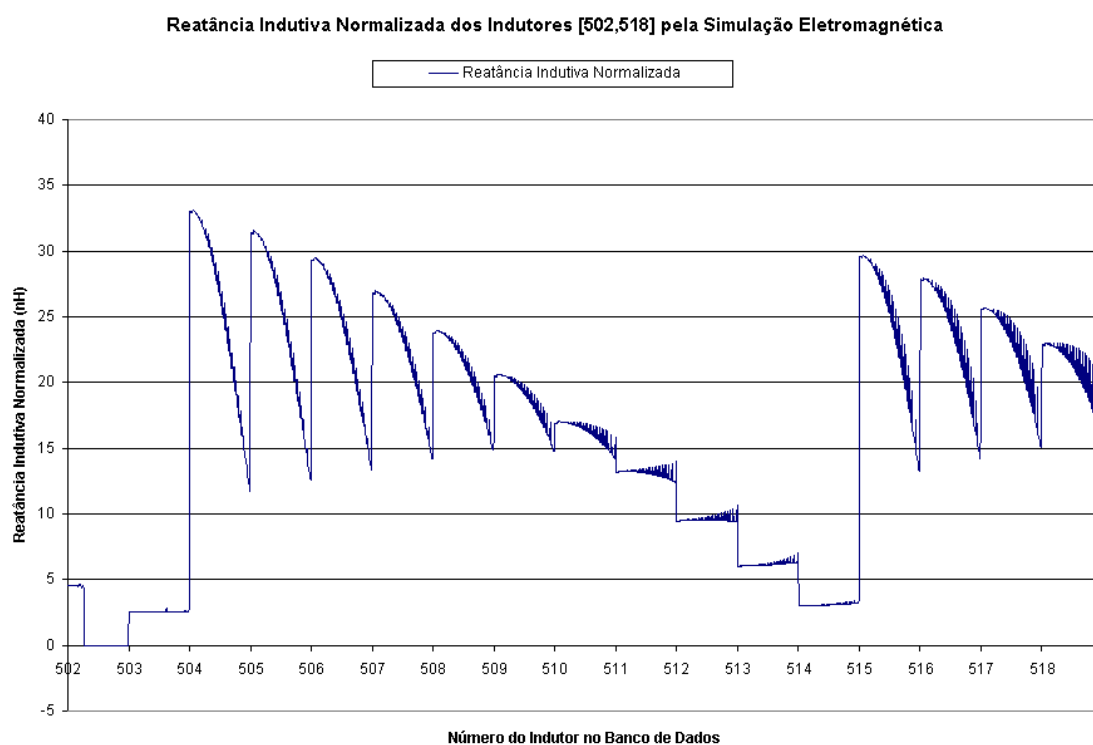


Fig. An. 10.15: Instâncias de 12000 a 14000 para indutores de 502 a 518

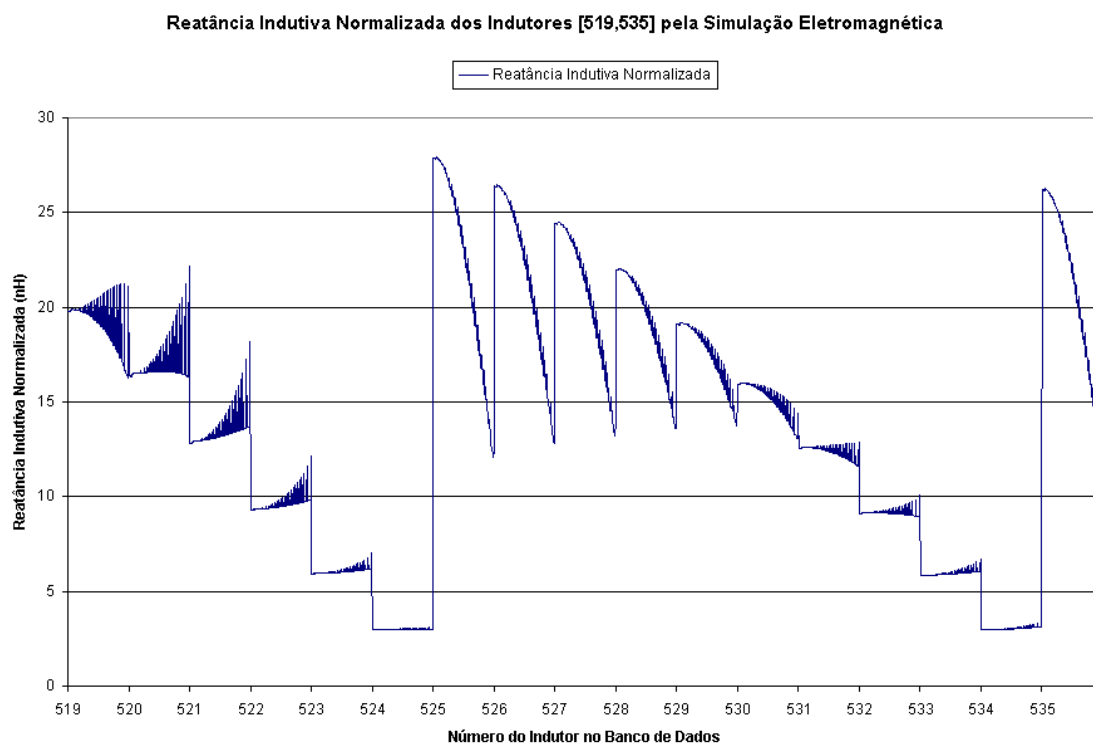


Fig. An. 10.16: Instâncias de 14000 a 16000 para indutores de 519 a 535

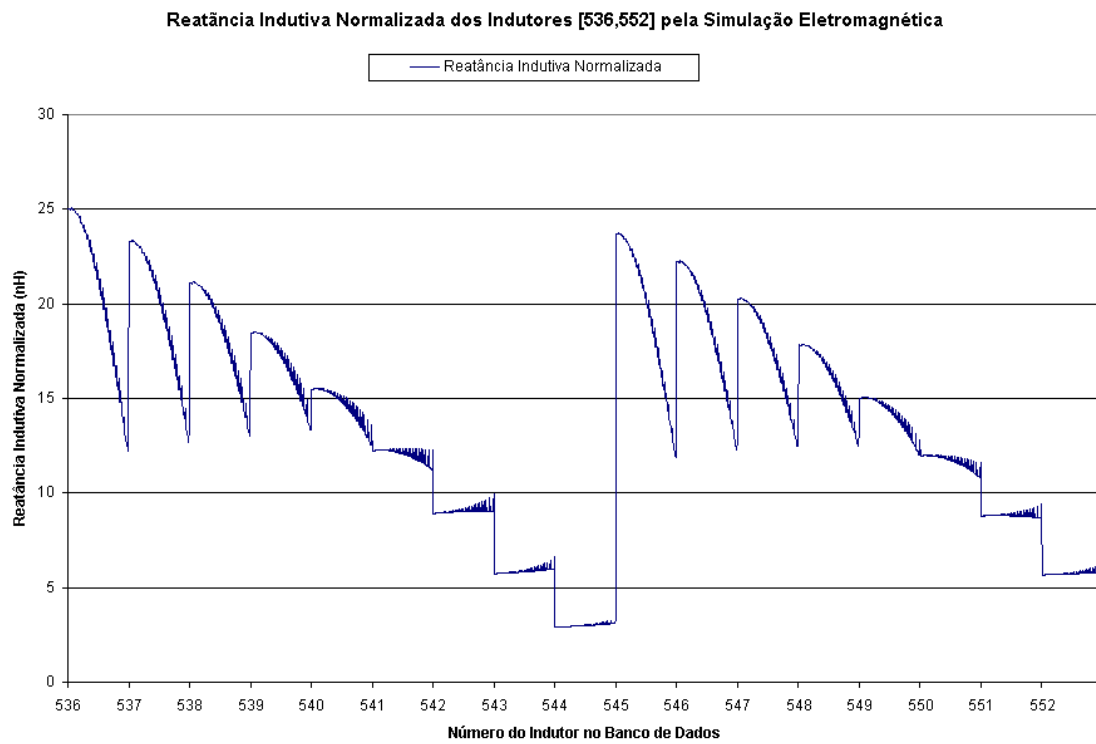


Fig. An. 10.17: Instâncias de 16000 a 18000 para indutores de 536 a 552

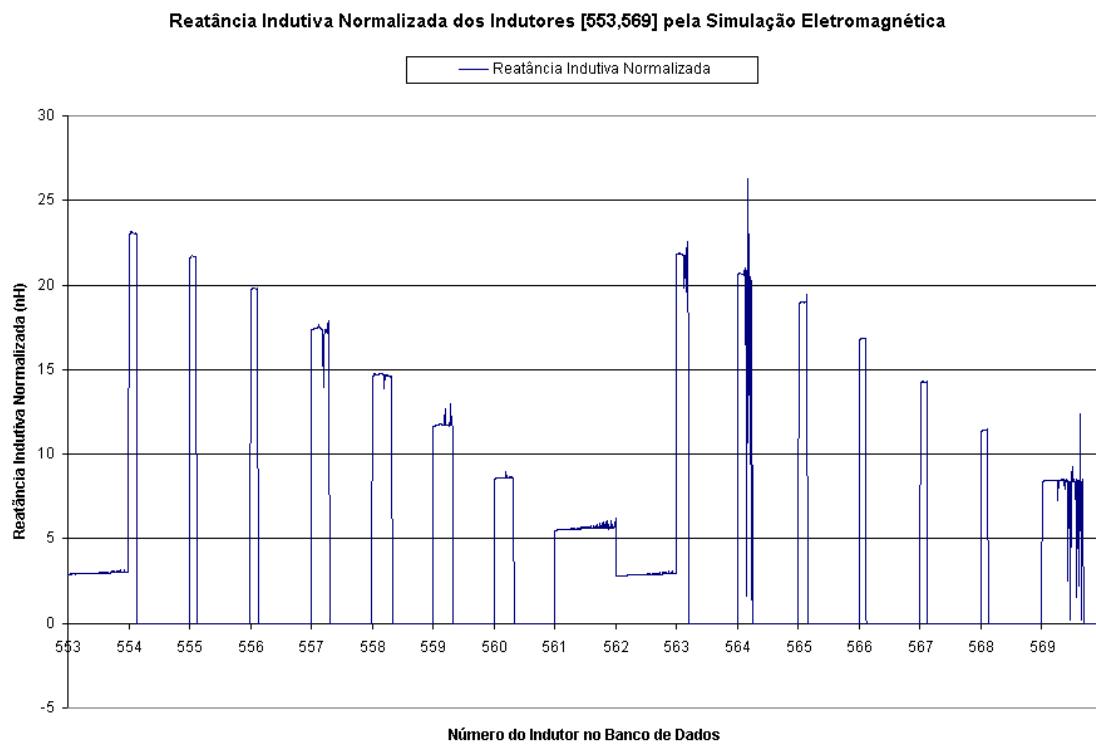


Fig. An. 10.18: Instâncias de 18000 a 20000 para indutores de 553 a 569



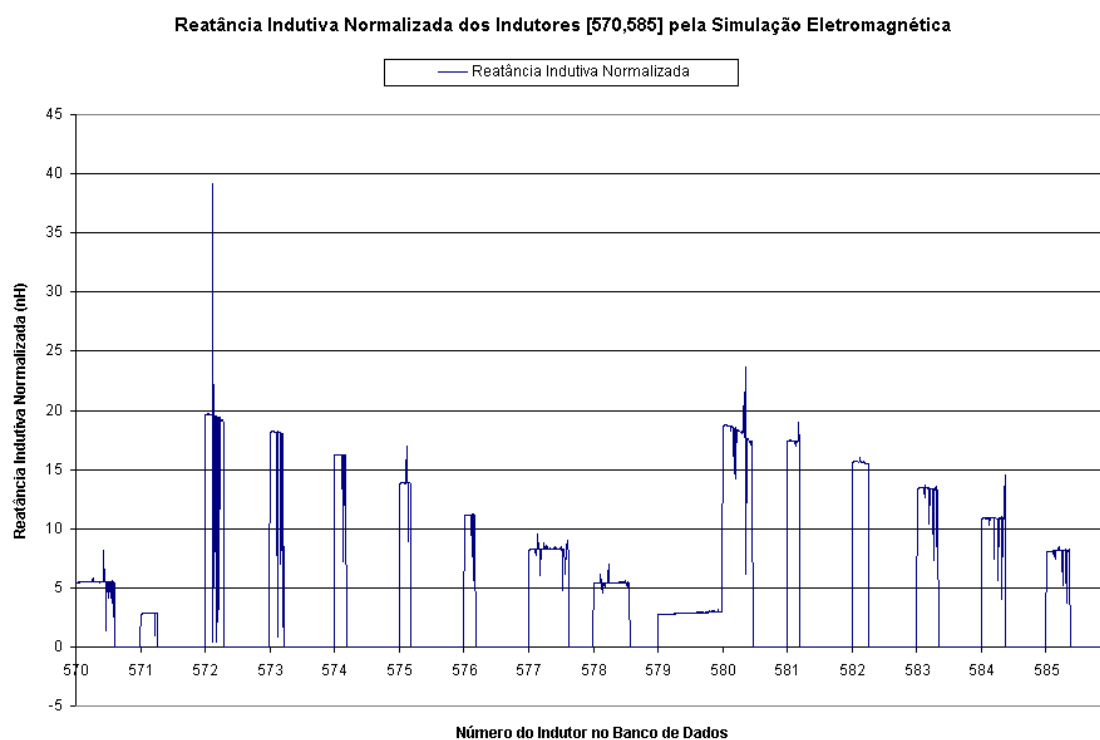


Fig. An. 10.19: Instâncias de 20000 a 22000 para indutores de 570 a 585

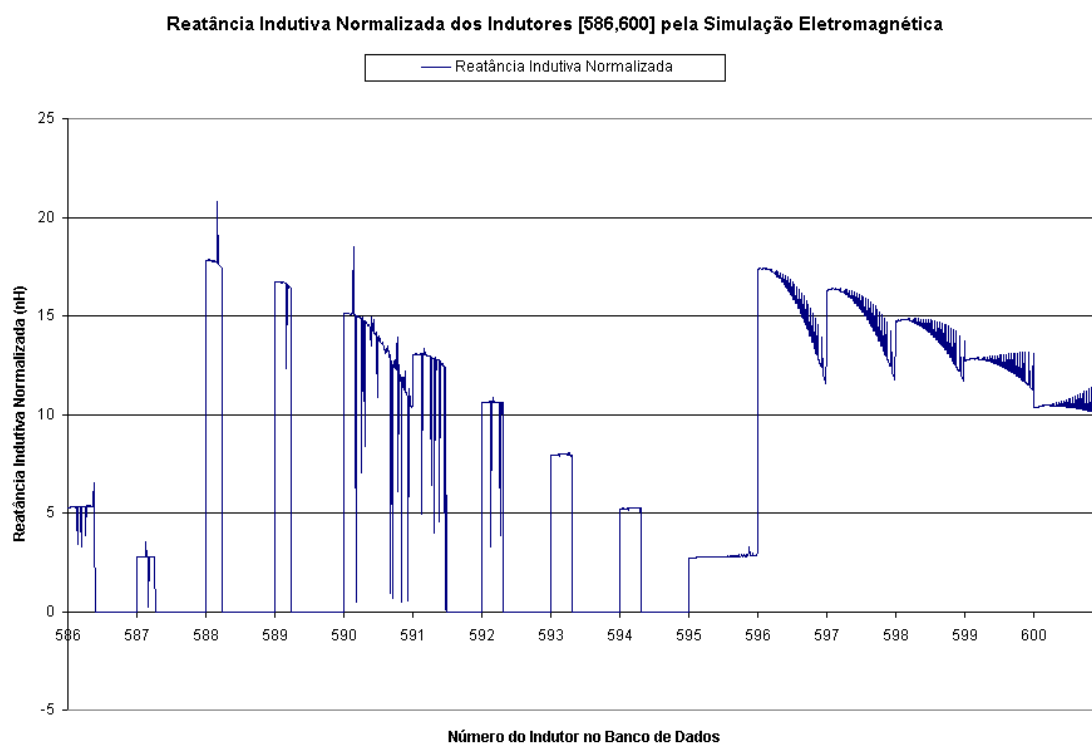


Fig. An. 10.20: Instâncias de 22000 a 23800 para indutores de 586 a 600

## Anexo 11: Programa em MatLab para Avaliação do Valor da Indutância, pelo Método dos Somatórios de Greenhouse

Este programa é uma adaptação do programa encontrado na dissertação de mestrado de T. H. Bui [8]. Ele é válido somente para indutores retangulares (quadrados, também, por extensão...) planares simples.

```
load plan_dados_greenhouse.txt
for i=1:15:20625

t=0.0000670;
s=plan_dados_greenhouse(i,2)*1e-4;
w=plan_dados_greenhouse(i,3)*1e-4;
l(1)=plan_dados_greenhouse(i,1)*cos(pi/4)*2*1e2;
l(2)=l(1);
N=plan_dados_greenhouse(i,4)

k=4*N;

% Calculo de L0

for r=2:2*N
l(2*r)=l(2)-(r-1)*(w+s);
l(2*r-1)=l(1)-(r-2)*(w+s);
end

if k>(2*r)
l(2*r+1)=l(1)-(r+1-2)*(w+s);
end

L0=0;

for y=1:k
L(y)=2*l(y)*(log(2*l(y)/(w+t))+0.50049+((w+t)/(3*l(y))));
L0=L0+L(y)
end

% Calculo de GMD1

for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n) <= k
GMD1(j,j+4*n)=exp(log(n*(s+w)))-
(1+1/(12*(n*(s+w)/w)^2)+1/(60*(n*(s+w)/w)^4)+1/(168*(n*(s+w)/w)^6));
```

```
end
end
end
```

```
% Calculo de M1j
```

```
sum1=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n)<=k
sum1=sum1+2*l(j)*((log(l(j)/GMD1(j,j+4*n))+(1+(l(j)/GMD1(j,j+4*n))^2)^0.5)-
(1+(GMD1(j,j+4*n)/l(j))^2)^0.5)+GMD1(j,j+4*n)/l(j));
end
end
end
M1j=sum1
```

```
% Calculo de M1m
```

```
sum1m=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n)<=k
sum1m=sum1m+2*l(j+4*n)*((log(l(j+4*n)/GMD1(j,j+4*n))+(1+(l(j+4*n)/GMD1(j,j+4*
n))^2)^0.5)-(1+(GMD1(j,j+4*n)/l(j+4*n))^2)^0.5)+GMD1(j,j+4*n)/l(j+4*n))
end
end
end
M1m=sum1m
```

```
% Calculo de M1p
```

```
sum1p=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n)<=k
sum1p=sum1p+2*(l(j)-l(j+4*n))*((log((l(j)-l(j+4*n))/GMD1(j,j+4*n))+(1+((l(j)-
l(j+4*n))/GMD1(j,j+4*n))^2)^0.5)-(1+(GMD1(j,j+4*n)/(l(j)-
l(j+4*n))))^2)^0.5)+GMD1(j,j+4*n)/(l(j)-l(j+4*n)));
end
end
end
M1p=sum1p
```

```
M1=M1j+M1m-M1p
```

```
% Calculo de GMD2
```

```
for j=1:k
for n=1:N
```

```

if (j+4*n-2) <= k
GMD2(j,j+4*n-2)=exp(log(l(j+1)-n*(s+w))-(1+1/(12*((l(j+1)-
n*(s+w))/w)^2)+1/(60*((l(j+1)-n*(s+w))/w)^4)+1/(168*((l(j+1)-n*(s+w))/w)^6)));
end
end
end

```

% Calculo de M2m

```

sum2m=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n-2)<=k
sum2m=sum2m+2*l(j+4*n-2)*((log(l(j+4*n-2)/GMD2(j,j+4*n-2)+(1+(l(j+4*n-
2)/GMD2(j,j+4*n-2))^2)^0.5)-(1+(GMD2(j,j+4*n-2)/l(j+4*n-
2))^2)^0.5+GMD2(j,j+4*n-2)/l(j+4*n-2)));
end
end
end
M2m=sum2m

```

% Calculo de M2p

```

sum2p=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n-2)<=k
if (l(j)-l(j+4*n-2))~=0
sum2p=sum2p+2*(l(j)-l(j+4*n-2))*((log((l(j)-l(j+4*n-2))/(2*GMD2(j,j+4*n-
2)))+(1+((l(j)-l(j+4*n-2))/(2*GMD2(j,j+4*n-2)))^2)^0.5)-(1+((2*GMD2(j,j+4*n-
2))/(l(j)-l(j+4*n-2)))^2)^0.5)+(2*GMD2(j,j+4*n-2))/(l(j)-l(j+4*n-2)))
end
end
end
end
M2p=sum2p

```

% Calculo de M2j

```

sum2=0
for j=1:k
for n=1:N
if (j+4*n-2)<=k
sum2=sum2+2*l(j)*((log(l(j)/GMD2(j,j+4*n-2)+(1+(l(j)/GMD2(j,j+4*n-2))^2)^0.5)-
(1+(GMD2(j,j+4*n-2)/l(j))^2)^0.5)+GMD2(j,j+4*n-2)/l(j))
end
end
end
M2j=sum2

```

```

M2=M2j+M2m-M2p

L=L0+M1-M2
LTOTAL(i)=L
for p=1:14
LTOTAL(i+p)=LTOTAL(i)
end
INDUTANCIA=LTOTAL'
L=0
% fim do laço das N1 simulacoes

end

Rsh=0.08
Er=3.9
Eo=1e-9/(36*pi)
Rsi=10.
Hsi=0.0725
Hsio=0.0000640

Rp=0
comprimento=0
for y=1:k
Rsub(y)=Rsi*l(y)/(w*Hsi)
Rp=Rp+Rsub(y)
comprimento=comprimento+l(y)
end

Rs=comprimento*Rsh/w
Rp
Cp=Eo*Er*w/Hsi

fid=fopen('indutancia_greenhouse.txt','w');
fprintf(fid,'%6.4f\n',INDUTANCIA);
status=fclose(fid);

end

```

## Anexo 12: Programa em MatLab para Avaliar as Resistências e Capacitâncias a serem usadas nos Modelos de Parâmetros Concentrados das Espiras Metálicas (retangulares)

```

load plan_dados_greenhouse.txt

for i=1:1:20625

    tox=0.0001;
    s=plan_dados_greenhouse(i,2)*1e-4;
    w=plan_dados_greenhouse(i,3)*1e-4;
    l(1)=plan_dados_greenhouse(i,1)*cos(pi/4)*2*1e2;
    l(2)=l(1);
    N=plan_dados_greenhouse(i,4);

    k=4*N;

    % Calculo dos lados

    for r=2:2*N
        l(2*r)=l(2)-(r-1)*(w+s);
        l(2*r-1)=l(1)-(r-2)*(w+s);
    end

    if k>(2*r)
        l(2*r+1)=l(1)-(r+1-2)*(w+s);
    end

    % Calculo da resistencia serie
    Rsh=0.05;
    Er=3.9;
    Eo=1e-11/(36*pi);
    comprimento=0;
    for y=1:k
        comprimento=comprimento+l(y);
    end

    Rs(i)=(comprimento/w)*Rsh;
    %
    Cs(i)=Eo*Er*N*w^2/tox;
    %
end
Rs=Rs';
Cs=Cs';
%
fid=fopen('resistencia.txt','w');
fprintf(fid,'%20.16f\n', Rs);
status=fclose(fid);
%
fid=fopen('capacitancia.txt','w');
fprintf(fid,'%20.16f\n', Cs);
status=fclose(fid);
%
end

```

### Anexo 13: Listagem dos Parâmetros Geométricos de Projeto dos Indutores dos Gráficos de Resultados dos Diversos Métodos de Avaliação das Indutâncias (capítulo 6)

Núm. Ind. Bco Dados	Tipo de Construção	Raio Externo (m)	Num. Lados	Esp. ent. Tril. ( $\mu\text{m}$ )	Larg. Tril. ( $\mu\text{m}$ )	Número de Espiras
1	planar_simples	0,0003	4	1	10	11,75
2	planar_simples	0,0003	4	1	10	10,75
3	planar_simples	0,0003	4	1	10	9,75
4	planar_simples	0,0003	4	1	10	8,75
5	planar_simples	0,0003	4	1	10	7,75
6	planar_simples	0,0003	4	1	10	6,75
7	planar_simples	0,0003	4	1	10	5,75
8	planar_simples	0,0003	4	1	10	4,75
9	planar_simples	0,0003	4	1	10	3,75
10	planar_simples	0,0003	4	1	10	2,75
11	planar_simples	0,0003	4	1	10	1,75
12	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	11,75
13	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	10,75
14	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	9,75
15	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	8,75
16	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	7,75
17	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	6,75
18	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	5,75
19	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	4,75
20	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	3,75
21	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	2,75
22	planar_simples	0,0003	4	1,5	10	1,75
23	planar_simples	0,0003	4	2	10	10,75
24	planar_simples	0,0003	4	2	10	9,75
25	planar_simples	0,0003	4	2	10	8,75
26	planar_simples	0,0003	4	2	10	7,75
27	planar_simples	0,0003	4	2	10	6,75
28	planar_simples	0,0003	4	2	10	5,75
29	planar_simples	0,0003	4	2	10	4,75
30	planar_simples	0,0003	4	2	10	3,75
31	planar_simples	0,0003	4	2	10	2,75
32	planar_simples	0,0003	4	2	10	1,75
33	planar_simples	0,0003	4	2,5	10	10,75

Núm. Ind. Bco Dados	Tipo de Construção	Raio Externo (m)	Lados	Esp. ent. Tril. ( $\mu$ m)	Larg. Tril. ( $\mu$ m)	Número de Espiras
334	planar_simples	0,000275	4	2,5	14	5,75
335	planar_simples	0,000275	4	2,5	14	4,75
336	planar_simples	0,000275	4	2,5	14	3,75
337	planar_simples	0,000275	4	2,5	14	2,75
338	planar_simples	0,000275	4	2,5	14	1,75
339	planar_simples	0,000275	4	3	14	7,75
340	planar_simples	0,000275	4	3	14	6,75
341	planar_simples	0,000275	4	3	14	5,75
342	planar_simples	0,000275	4	3	14	4,75
343	planar_simples	0,000275	4	3	14	3,75
344	planar_simples	0,000275	4	3	14	2,75
345	planar_simples	0,000275	4	3	14	1,75
346	planar_simples	0,000275	4	1	16	6,75
347	planar_simples	0,000275	4	1	16	5,75
348	planar_simples	0,000275	4	1	16	4,75
349	planar_simples	0,000275	4	1	16	3,75
350	planar_simples	0,000275	4	1	16	2,75
351	planar_simples	0,000275	4	1	16	1,75
352	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	6,75
353	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	5,75
354	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	4,75
355	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	3,75
356	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	2,75
357	planar_simples	0,000275	4	1,5	16	1,75
358	planar_simples	0,000275	4	2	16	6,75
359	planar_simples	0,000275	4	2	16	5,75
360	planar_simples	0,000275	4	2	16	4,75
361	planar_simples	0,000275	4	2	16	3,75
362	planar_simples	0,000275	4	2	16	2,75
363	planar_simples	0,000275	4	2	16	1,75
364	planar_simples	0,000275	4	2,5	16	6,75
365	planar_simples	0,000275	4	2,5	16	5,75
366	planar_simples	0,000275	4	2,5	16	4,75
367	planar_simples	0,000275	4	2,5	16	3,75
368	planar_simples	0,000275	4	2,5	16	2,75



Núm. Ind. Bco Dados	Tipo de Construção	Raio Externo (m)	Num. Lados	Esp. ent. Tril. ( $\mu$ m)	Larg. Tril. ( $\mu$ m)	Número de Espiras
667	planar_simples	0,000225	4	2	12	4,75
668	planar_simples	0,000225	4	2	12	3,75
669	planar_simples	0,000225	4	2	12	2,75
670	planar_simples	0,000225	4	2	12	1,75
671	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	6,75
672	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	5,75
673	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	4,75
674	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	3,75
675	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	2,75
676	planar_simples	0,000225	4	2,5	12	1,75
677	planar_simples	0,000225	4	3	12	6,75
678	planar_simples	0,000225	4	3	12	5,75
679	planar_simples	0,000225	4	3	12	4,75
680	planar_simples	0,000225	4	3	12	3,75
681	planar_simples	0,000225	4	3	12	2,75
682	planar_simples	0,000225	4	3	12	1,75
683	planar_simples	0,000225	4	1	14	6,75
684	planar_simples	0,000225	4	1	14	5,75
685	planar_simples	0,000225	4	1	14	4,75
686	planar_simples	0,000225	4	1	14	3,75
687	planar_simples	0,000225	4	1	14	2,75
688	planar_simples	0,000225	4	1	14	1,75
689	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	6,75
690	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	5,75
691	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	4,75
692	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	3,75
693	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	2,75
694	planar_simples	0,000225	4	1,5	14	1,75
695	planar_simples	0,000225	4	2	14	6,75
696	planar_simples	0,000225	4	2	14	5,75
697	planar_simples	0,000225	4	2	14	4,75
698	planar_simples	0,000225	4	2	14	3,75
699	planar_simples	0,000225	4	2	14	2,75
700	planar_simples	0,000225	4	2	14	1,75
701	planar_simples	0,000225	4	2,5	14	5,75

Núm. Ind. Bco Dados	Tipo de Construção	Raio Externo (m)	Num. Lados	Esp. ent. Tril. ( $\mu$ m)	Larg. Tril. ( $\mu$ m)	Número de Espiras
1000	planar_simples	0,000175	4	1	16	1,75
1001	planar_simples	0,000175	4	1,5	16	4,75
1002	planar_simples	0,000175	4	1,5	16	3,75
1003	planar_simples	0,000175	4	1,5	16	2,75
1004	planar_simples	0,000175	4	1,5	16	1,75
1005	planar_simples	0,000175	4	2	16	4,75
1006	planar_simples	0,000175	4	2	16	3,75
1007	planar_simples	0,000175	4	2	16	2,75
1008	planar_simples	0,000175	4	2	16	1,75
1009	planar_simples	0,000175	4	2,5	16	4,75
1010	planar_simples	0,000175	4	2,5	16	3,75
1011	planar_simples	0,000175	4	2,5	16	2,75
1012	planar_simples	0,000175	4	2,5	16	1,75
1013	planar_simples	0,000175	4	3	16	4,75
1014	planar_simples	0,000175	4	3	16	3,75
1015	planar_simples	0,000175	4	3	16	2,75
1016	planar_simples	0,000175	4	3	16	1,75
1017	planar_simples	0,000175	4	1	18	3,75
1018	planar_simples	0,000175	4	1	18	2,75
1019	planar_simples	0,000175	4	1	18	1,75
1020	planar_simples	0,000175	4	1,5	18	3,75
1021	planar_simples	0,000175	4	1,5	18	2,75
1022	planar_simples	0,000175	4	1,5	18	1,75
1023	planar_simples	0,000175	4	2	18	3,75
1024	planar_simples	0,000175	4	2	18	2,75
1025	planar_simples	0,000175	4	2	18	1,75
1026	planar_simples	0,000175	4	2,5	18	3,75
1027	planar_simples	0,000175	4	2,5	18	2,75
1028	planar_simples	0,000175	4	2,5	18	1,75
1029	planar_simples	0,000175	4	3	18	3,75
1030	planar_simples	0,000175	4	3	18	2,75
1031	planar_simples	0,000175	4	3	18	1,75
1032	planar_simples	0,000175	4	1	20	3,75
1033	planar_simples	0,000175	4	1	20	2,75
1034	planar_simples	0,000175	4	1	20	1,75

Núm. Ind. Bco Dados	Tipo de Construção	Raio Externo (m)	Num. Lados	Esp. ent. Tril. ( $\mu$ m)	Larg. Tril. ( $\mu$ m)	Número de Espiras
1333	planar_simples	0,000075	4	2,5	14	2,75
1334	planar_simples	0,000075	4	2,5	14	1,75
1335	planar_simples	0,000075	4	3	14	2,75
1336	planar_simples	0,000075	4	3	14	1,75
1337	planar_simples	0,000075	4	1	16	1,75
1338	planar_simples	0,000075	4	1,5	16	1,75
1339	planar_simples	0,000075	4	2	16	1,75
1340	planar_simples	0,000075	4	2,5	16	1,75
1341	planar_simples	0,000075	4	3	16	1,75
1342	planar_simples	0,000075	4	1	18	1,75
1343	planar_simples	0,000075	4	1,5	18	1,75
1344	planar_simples	0,000075	4	2	18	1,75
1345	planar_simples	0,000075	4	2,5	18	1,75
1346	planar_simples	0,000075	4	3	18	1,75
1347	planar_simples	0,000075	4	1	20	1,75
1348	planar_simples	0,000075	4	1,5	20	1,75
1349	planar_simples	0,000075	4	2	20	1,75
1350	planar_simples	0,000075	4	2,5	20	1,75
1351	planar_simples	0,000075	4	3	20	1,75
1352	planar_simples	0,00005	4	1	10	2,75
1353	planar_simples	0,00005	4	1	10	1,75
1354	planar_simples	0,00005	4	1,5	10	1,75
1355	planar_simples	0,00005	4	2	10	1,75
1356	planar_simples	0,00005	4	2,5	10	1,75
1357	planar_simples	0,00005	4	3	10	1,75
1358	planar_simples	0,00005	4	1	12	1,75
1359	planar_simples	0,00005	4	1,5	12	1,75
1360	planar_simples	0,00005	4	2	12	1,75
1361	planar_simples	0,00005	4	2,5	12	1,75
1362	planar_simples	0,00005	4	3	12	1,75
1363	planar_simples	0,00005	4	1	14	1,75
1364	planar_simples	0,00005	4	1,5	14	1,75
1365	planar_simples	0,00005	4	2	14	1,75
1366	planar_simples	0,00005	4	2,5	14	1,75
1367	planar_simples	0,00005	4	3	14	1,75
1368	planar_simples	0,00005	4	1	16	1,75
1369	planar_simples	0,00005	4	1,5	16	1,75
1370	planar_simples	0,00005	4	2	16	1,75
1371	planar_simples	0,00005	4	2,5	16	1,75
1372	planar_simples	0,00005	4	3	16	1,75
1373	planar_simples	0,00005	4	1	18	1,75
1374	planar_simples	0,00005	4	1,5	18	1,75
1375	planar_simples	0,00005	4	2	18	1,75

## Anexo 14: Bancos de Dados e Algumas Planilhas da Dissertação

Os bancos de dados e planilhas a seguir listados estão gravados no CD-Rom anexo e foram criados pela simulação eletromagnética, tendo sido utilizados nas diversas análises deste trabalho. Podem ser acessados pelos softwares ACCESS 97 e EXCEL 97 (produtos registrados da MicroSoft). Estão sendo fornecidos juntamente com o trabalho, para melhor aproveitamento do tempo daqueles que se interessarem pelo assunto, devido serem de obtenção demorada.

**Simulação\_Agregada\_Total\_4\_8\_Lados\_25\_300.mdb:** é um banco de dados gravado em ACCESS 97 (que pode ser aberto sem problemas pelo ACCESS 2000) com 9701 casos de indutores abrangendo os casos de indutores quadrados planares simples, quadrados biplanares paralelos, quadrados biplanares série, octogonais planares simples, octogonais biplanares paralelos e octogonais biplanares série. O banco de dados tem uma tabela denominada Geometrias, onde as variáveis referentes aos dados físicos de especificação são listadas e uma outra tabela denominada Parâmetros, onde as frequências simuladas e as variáveis dependentes (os parâmetros elétricos) são listados. Existem 15 avaliações de frequências para cada indutor, o que leva a segunda tabela a ter 145515 registros. O tempo necessário para obtenção deste banco de dados foi de aproximadamente 23 dias ininterruptos. O objetivo principal da criação deste banco foi o de criar uma base de dados ampla para pesquisa de indutores que atendessem a requisitos de projeto específicos. Os registros de 1 a 1375 deste banco são a fonte de dados de simulação eletromagnética total do item 6.9.

**Simulação\_Agregada\_Total\_4\_8\_Lados\_25\_300\_revisado.mdb:** é o mesmo banco de dados anterior, com as oscilações em torno do valor de reatância zero que ocorrem, após ser atingida a frequência de ressonância, usando o simulador ASITIC filtradas. Isto quer dizer que, se para uma frequência intermediária entre 200 MHz e 3,0 GHz, o valor de reatância de um dispositivo atingiu o zero, ele será fixado em zero, para todas as frequências remanescentes entre esta frequência e a frequência de 3,0 GHz, somente para este dispositivo, desprezando a avaliação subsequente do simulador. Os registros de 1 a 1375 deste banco são a fonte de dados de simulação eletromagnética total dos itens 6.4, 6.5, 6.6, 6.7, 6.8, 6.10, 6.11 e 6.12.

**Planar\_simples\_4\_lados.xls:** é uma planilha, referente aos 1375 dados de especificação de indutores quadrados planares simples, gravada em EXCEL 97, extensivamente utilizado nas simulações de indutores pelos diversos métodos expostos neste trabalho, obtida do banco “Simulação\_Agregada\_Total\_4\_8\_Lados\_25\_300.mdb”.

**Planar\_simples\_4\_lados\_revisado\_freq\_res\_2.xls:** é a mesma planilha de dados anterior, com as oscilações provocadas pelo simulador ASITIC, após a frequência de ressonância filtradas, obtida do banco “Simulação\_Agregada\_Total\_4\_8\_Lados\_25\_300\_revisado.mdb”.

**Planar\_simples\_4\_lados\_freq\_803.mdb:** é um banco de dados gravado em ACCESS 97, com 1622 casos de indutores quadrados planares simples, com os dados

expúrios de variação de reatância com a frequência não filtrados, para frequências superiores à frequência de ressonância. A estrutura deste banco de dados é semelhante à dos anteriores, porém os dados referem-se estritamente a indutores planares simples quadrados, com maior detalhamento na simulação em frequências. Este banco possui resultados da simulação dos indutores de 25 em 25 MHz, com um total de 120 frequências simuladas por indutor. A tabela de parâmetros neste banco tem um total de 192899 registros. O tempo necessário para obtenção deste banco de dados foi de aproximadamente 5 dias ininterruptos. O objetivo primeiro da criação deste banco foi pesquisar, em maior detalhe, o comportamento das reatâncias com a variação da frequência.

**Planar\_simples\_4\_lados\_freq\_803\_revisado2.mdb:** é o mesmo banco de dados anterior, com as oscilações que ocorrem nos resultados do simulador ASITIC em torno do valor de reatância zero, após ser atingida a frequência de ressonância, filtradas. Isto quer dizer que se para uma frequência intermediária entre 25 MHz e 3,0 GHz o valor de reatância de um dispositivo atingiu o zero, ele será fixado em zero, para todas as frequências remanescentes entre esta frequência e a frequência de 3,0 GHz, somente para este dispositivo, desprezando a avaliação do simulador.

As seguintes planilhas são retiradas do banco de dados anterior e ajudaram a compor as figuras dos itens 6.1 a 6.2 e, também, o anexo 10:

- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_1\_200r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_201\_400r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_401\_600r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_601\_800r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_801\_1000r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_1001\_1200r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_1201\_1400r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_1401\_1622r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_401\_416r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_417\_434r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_435\_451r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_452\_468r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_469\_485r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_486\_501r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_502\_518r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_519\_535r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_536\_552r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_553\_569r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_570\_585r.xls;
- planar\_simples\_4\_lados\_freq\_expandida\_585\_600r.xls.

Outros arquivos de interesse para acompanhar os trabalhos desta dissertação, como figuras do texto, fontes de programas e de referências bibliográficas também são fornecidos no CD.

## **Anexo 15: Noção da Ordem de Grandeza dos Dispositivos cujo Projeto é Abordado nesta Dissertação**

A figura abaixo foi selecionada por dar uma boa noção da ordem de grandeza das dimensões típicas envolvidas no projeto dos dispositivos abordados nesta dissertação. O inseto segura em suas mandíbulas, um circuito integrado quadrado de 1mm de lado. Sobre o lado deste dispositivo podem ser encaixados 4 indutores com lado externo  $d_{out}=250\text{ }\mu\text{m}$  e raio circunscrito de  $175\text{ }\mu\text{m}$ . Nesta dissertação foram abordados dispositivos com dimensões de 0,3 a 1,7 vezes esta ordem de grandeza (raios circunscritos de 50 a  $300\text{ }\mu\text{m}$ ).

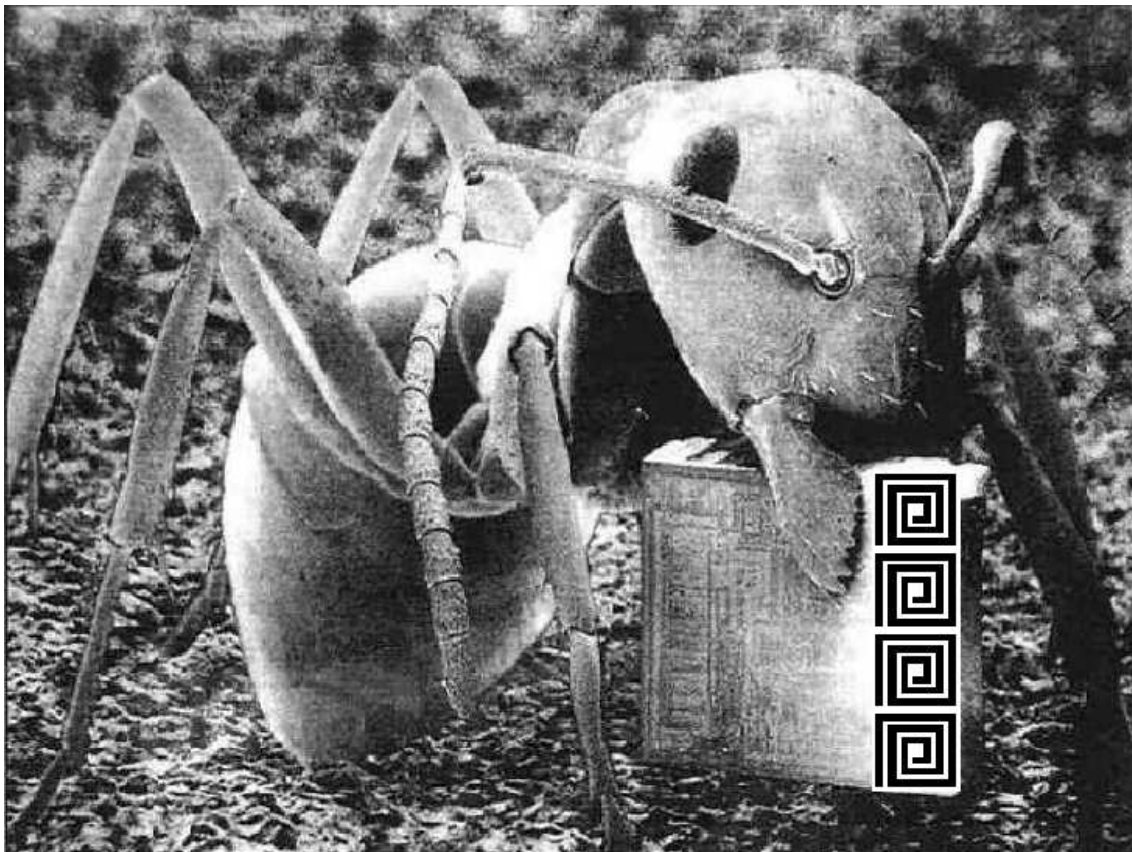


Fig. An. 15.1: Ordem de grandeza dos dispositivos abordados neste trabalho